



**HAL**  
open science

**De l'étude en bruit basse fréquence à la conception d'un  
oscillateur en bande-X à partir de transistors  
AlGaN/GaN HEMT**  
Geoffroy Soubercaze-Pun

► **To cite this version:**

Geoffroy Soubercaze-Pun. De l'étude en bruit basse fréquence à la conception d'un oscillateur en bande-X à partir de transistors AlGaN/GaN HEMT. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2007. Français. NNT: . tel-00153628

**HAL Id: tel-00153628**

**<https://theses.hal.science/tel-00153628>**

Submitted on 11 Jun 2007

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

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

Année 2007

Thèse

Préparé au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des systèmes du CNRS

en vue de l'obtention du  
Doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse  
Spécialité : Microélectronique

Par **Geoffroy SOUBERCAZE-PUN**

De l'Etude en Bruit Basse Fréquence à la Conception d'un  
Oscillateur en Bande-X à partir de transistors AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>  
HEMT

Soutenue le 26 janvier 2007 devant le jury :

Président **Thierry PARRA**

Rapporteurs **Lode.K.J VANDAMME**  
**Gilles DAMBRINE**

Examineurs **Christophe GAQUIERE**  
**Nathalie LABAT**

Invités **Jean-Luc ROUX**  
**Maurice ORSINI**

Directeur de thèse **Jean-Guy TARTARIN**

Cette thèse a été préparée au LAAS-CNRS  
7, Avenue du Colonel Roche, 31077 Toulouse Cedex 4

*A mon Père et ma Mère,*

*à Myriam*

## Avant propos

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du groupe Microondes Optoelectronique pour les Systèmes de Télécommunications (MOST) du Laboratoire d'Analyses et d'Architecture des Systèmes (LAAS) du CNRS de Toulouse.

Je remercie en premier lieu Messieurs Malik Ghallab et Raja Chatila successivement Directeurs du LAAS et Monsieur Olivier Llopis, chargé de recherche LAAS et responsable du groupe de recherche MOST, pour la confiance qu'ils m'ont témoignée en m'accueillant dans ce laboratoire.

Je remercie vivement Thierry Parra, Professeur à l'Université Paul Sabatier Toulouse III, qui m'a fait l'honneur d'assumer la présidence du jury de thèse.

Je tiens à remercier aussi Monsieur Lode.K.J Vandamme Professeur de l'Université de Eindhoven et Monsieur Gilles Dambrine Professeur de l'Université de Lille I qui m'ont fait l'honneur de juger ce travail en acceptant d'en être rapporteurs.

J'adresse également mes remerciements à Monsieur Christophe Gaquière Professeur de l'Université de Lille I et Madame Nathalie Labat Professeur à l'Université de Bordeaux pour avoir examiné ce travail. Je remercie aussi Monsieur Jean-Luc Roux Ingénieur CNES et Monsieur Maurice Orsini Ingénieur Alcatel Alenia Space pour leur participation à mon jury de thèse.

Ces travaux n'auraient pu aboutir sans le soutien de TIGER (Thales Research and Technology (TRT) et IEMN), qui nous a donné l'opportunité de travailler sur les composants étudiés dans ce mémoire.

Je voudrais aussi remercier mon professeur d'électronique de Maîtrise et Directeur de cette thèse, Jean-Guy Tartarin, Maître de conférence à l'Université de Toulouse III, pour sa pédagogie et sa disponibilité. Nous avons partagé pendant quatre ans une vision commune du travail et passé d'agréables moments à réfléchir sur différentes problématiques scientifiques.

Ces années de travail auraient été plus longues sans les membres du laboratoire qui ont contribué à cette réussite. Damien Venturin qui a été mon binôme de TP et de bureau, Laurent Bary notre Ingénieur de Recherche préféré avec qui nous partageons le même sens des fêtes de Pampelune (ou d'Iruña pour les puristes), Nhut Do l'économiseur de mots, Christophe

Viallon le sanglier du Tarn, Jaques Rayssac ou encore Jack Gold Finger, Christian Berty le motard du LAAS, et enfin Brigitte Ducrocq alias Mam qui prend soin de ses petits.

Enfin à mes amis, Stéphane : là on ne compte plus les années et les expéditions toujours plus au Sud réussies, Nicolas le Basque qui n'est pas touriste, Saul l'hispanique qui ne comprend pas les Catalans et aussi les membres de l'Encyclopédique et de la Française des Arts.

Je terminerai par mes parents qui m'ont épaulé pendant mes études et qui ont su être présent durant les moments difficiles, et Myriam qui m'a accompagné dans cette longue période de ma vie.

*"Le commencement de toutes les sciences,  
c'est l'étonnement de ce que les choses sont,  
ce qu'elles sont."*

***Aristote***

## *Table des Matières*

## Index Général

Introduction Générale.....	- 10 -
1. Le Nitrure de Gallium (GaN).....	- 13 -
1.1. HEMT AlGa <sub>N</sub> / GaN .....	- 13 -
1.1.1. Propriétés du GaN .....	- 13 -
1.1.1.a. Paramètres Cristallins et Electriques.....	- 14 -
1.1.1.b. Substrats d'épitaxie .....	- 16 -
1.1.1.c. Comparaison des propriétés .....	- 17 -
1.1.2. Structure AlGa <sub>N</sub> /GaN HEMT.....	- 18 -
1.1.2.a. Hétérojonction et gaz bidimensionnel (2DEG).....	- 19 -
1.1.2.b. Piézoélectricité .....	- 22 -
1.1.2.c. Contacts Schottky et Ohmiques .....	- 23 -
1.1.3. Mécanismes de défaillances .....	- 25 -
1.2. Bruit de fond dans les HEMT GaN .....	- 26 -
1.2.1. Définitions .....	- 26 -
1.2.2. Bruit électrique associé au transistor HEMT .....	- 27 -
1.2.2.a. Sources intrinsèques de bruit BF dans un HEMT .....	- 27 -
1.2.2.b. Sources de bruit du canal .....	- 29 -
1.2.2.c. Sources de bruit de la grille.....	- 31 -
1.2.3. Banc de mesure de bruit BF .....	- 32 -
1.2.4. Caractérisation BF de dispositifs AlGa <sub>N</sub> /GaN HEMT sur substrats Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> , Si et SiC .....	- 34 -
1.2.4.a. Etude de Péransin et <i>al</i> .....	- 34 -
1.2.4.b. Choix des composants en fonction du substrat .....	- 35 -
1.2.4.c. Comparaison du régime saturé.....	- 44 -
1.3. Simulations physiques et interprétations comportementales.....	- 45 -
1.3.1. Calibrage du simulateur physique « Atlas de Silvaco ».....	- 45 -
1.3.2. Substrat Saphir : variation de $\gamma$ en fonction de la polarisation.....	- 48 -
1.4. Conclusion du chapitre.....	- 57 -
Annexe Chapitre 1.....	- 58 -
Références Chapitre 1 .....	- 59 -

2. Bruit BF des Transistors HEMT AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> sur substrat SiC.....	- 62 -
2.1. Motivations de l'étude.....	- 62 -
2.1.1. Intérêts de la mesure du bruit BF .....	- 62 -
2.1.2. Présentation d'un spectre de bruit BF .....	- 63 -
2.2. Outil d'extraction mathématique.....	- 64 -
2.2.1. Les méthodes mathématiques.....	- 64 -
2.2.2. La méthodologie d'extraction .....	- 69 -
2.2.3. Etude et validation de la méthode .....	- 70 -
2.3. Etude du bruit BF de HEMT sur substrat SiC.....	- 75 -
2.3.1. Etude en régime Ohmique.....	- 75 -
2.3.1.a. Extraction des composantes de bruit.....	- 75 -
2.3.1.b. Résultats de l'étude du régime ohmique .....	- 80 -
2.3.2. Etude en régime Saturé .....	- 80 -
2.3.2.a. Etude à commande de grille $V_{GS}$ constante.....	- 80 -
2.3.2.b. Etude à tension de drain $V_{DS}$ constante.....	- 83 -
2.3.2.c. Résultats de l'analyse du régime saturé .....	- 85 -
2.3.3. Etude thermique, Energie d'Activation des défauts.....	- 87 -
2.3.3.a. Energie d'activation : définition et extraction.....	- 88 -
2.3.3.b. Energie d'activation en régime saturé .....	- 89 -
2.3.3.c. Energie d'activation en régime ohmique.....	- 91 -
2.3.3.d. Résultats de l'étude thermique des G-R.....	- 92 -
2.4. Autres caractérisations en bruit .....	- 93 -
2.4.1. Bruit de phase résiduel .....	- 93 -
2.4.2. Bruit linéaire HF : paramètres de bruit.....	- 94 -
2.5. Conclusion du chapitre.....	- 97 -
Annexe Chapitre 2.....	- 98 -
Références Chapitre 2 .....	- 99 -



3.	Modélisation Large Signal & Oscillateur.....	- 102 -
3.1.	Motivations et problématiques.....	- 102 -
3.2.	Modèle fort signal.....	- 104 -
3.2.1.	Modèle fort signal existant.....	- 104 -
3.2.1.a.	Dans le simulateur ADS.....	- 104 -
3.2.1.b.	Angelov, Trew.....	- 105 -
3.2.2.	Développement d'un modèle fort signal.....	- 106 -
3.2.2.a.	Mesures en impulsions.....	- 106 -
3.2.2.b.	Extraction des éléments parasites.....	- 112 -
3.2.2.c.	Modélisation de la caractéristique impulsionnelle.....	- 117 -
3.2.3.	Validation du modèle.....	- 123 -
3.2.3.a.	Petit signal.....	- 123 -
3.2.3.b.	Fort signal.....	- 125 -
3.2.3.c.	Modèle.....	- 127 -
3.3.	Oscillateur.....	- 128 -
3.3.1.	Théorie de l'oscillation et topologies.....	- 129 -
3.3.1.a.	Conditions d'oscillations.....	- 129 -
3.3.1.b.	Mise en œuvre pratique.....	- 131 -
3.3.1.c.	Choix de la topologie de l'oscillateur.....	- 132 -
3.3.2.	Réalisation & performances.....	- 133 -
3.3.2.a.	Réalisation pratique.....	- 133 -
3.3.2.b.	Performances.....	- 138 -
3.3.2.c.	Problèmes.....	- 141 -
3.3.3.	Tests préliminaires d'endurance.....	- 146 -
3.4.	Conclusion du chapitre.....	- 149 -
	Références Chapitre 3.....	- 151 -
	Conclusion Générale.....	- 155 -

## *Introduction Générale*

## Introduction Générale :

La nécessité de posséder une filière technologique de composants micro-ondes qui délivrent de fortes puissances est un enjeu crucial pour le développement de systèmes électroniques de défense. L'immunité face aux agressions électromagnétiques extérieures de tels systèmes et leurs qualités de faible bruit pour des applications RADAR ou de télécommunications doivent être assurées en milieux radiatifs difficiles. Ainsi, la fonctionnalité du système ne sera pas altérée au cours du temps.

Le cristal de Nitrure de Gallium offre des qualités intrinsèques qui répondent aux exigences attendues. Ses propriétés cristallines confèrent aux transistors à effet de champ la robustesse et les performances nécessaires pour des applications à très hautes fréquences, ce qui distingue cette technologie des technologies conventionnelles à faible bande interdite, comme le Silicium ou l'Arséniure de Gallium. De plus, les architectures des systèmes d'émission et de réception peuvent être grandement simplifiées.

Les propriétés optiques du Nitrure de Gallium représentent aussi un atout non négligeable pour la réalisation de systèmes optoélectroniques. L'association de l'optique et des hyperfréquences peut être un moyen de réaliser de nouvelles architectures de systèmes pour des applications critiques. Ainsi, le Nitrure de Gallium se positionne comme une solution technologique alternative pour de nombreux systèmes actuellement développés, et ouvre également de nouvelles possibilités.

L'engagement de THALES en Europe sur la filière GaN représente un enjeu politique stratégique, mais également économique pour conserver une électronique compétitive et assurer l'indépendance technologique Européenne. Si les Etats-Unis et le Japon ont initié leurs travaux sur la filière GaN vers la deuxième moitié des années 1990, l'écart avec la filière de THALES tend à se réduire. Les premières applications démontrent le fort potentiel de la technologie Nitrure de Gallium pour les applications de puissance même à hautes fréquences, ce qui permettrait aux amplificateurs à état solide (*SSPA*) de se substituer aux amplificateurs à tubes à ondes progressives (*ATOP*).

Désormais quelques composants commerciaux et systèmes grand public en Nitrure de Gallium commencent à voir le jour (Etats Unis, Japon, Allemagne). Ceci constitue bien la preuve de l'intérêt commercial que représente la technologie Nitrure de Gallium (relais de

pylônes téléphoniques, applications HF sol et embarquées ...). Pour sa part, THALES a décidé de s'engager sur des applications mixtes de puissance et de faible bruit.

Cette thèse participe aux actions entreprises par l'Europe (ESA [AO/1-3916/01/NL/CK](#)) et la France (RNRT ANDRO) dans l'objectif d'une amélioration de la technologie, ainsi que dans l'évaluation de sa maturité. Trois substrats seront évalués pour réaliser une étude comparative de composants à effet de champ en Nitrure de Gallium (HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>) au travers d'une analyse des mécanismes de défaillances en bruit. L'analyse du bruit basse fréquence sera également utilisée pour réaliser un circuit de type oscillateur faible bruit en bande X (10 GHz).

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous décrivons succinctement les propriétés du matériau, le principe du transistor à haute mobilité électronique HEMT et les sources de bruit basse fréquence susceptibles d'être présentes dans une structure de type HEMT.

La métrologie du bruit et une première étude comparative sur les comportements en bruit basse fréquence des composants sont présentées, ce qui permet de justifier le choix du substrat retenu par la suite de l'étude. Dans ce chapitre, nous étudions également le comportement en bruit de composants atypiques épitaxiés sur substrat saphir, et les résultats sont confrontés à des simulations physiques pour justifier les mécanismes de transport originaux mis en jeu.

Le second chapitre porte sur une étude en bruit basse fréquence pour les composants épitaxiés sur substrat Carbure de Silicium. Nous présentons une méthodologie d'extraction des composantes mathématiques du spectre de bruit basse fréquence. A partir de cette méthode, une étude spécifique tente de déterminer l'origine des pièges ainsi que leur localisation dans le composant. Une corrélation entre cette étude et une étude physique permet de converger vers des hypothèses communes quant à la localisation des défauts.

Dans la troisième partie de ce mémoire, nous développons un modèle large signal afin de réaliser un démonstrateur de type oscillateur en bande X. Les performances de l'oscillateur à 10 GHz sont étudiées et comparées par rapport aux simulations électriques et aux mesures.

Enfin, nous évaluons l'évolution des performances dynamiques et en bruit du circuit au cours du temps.

## *Chapitre N°1*

### *Présentation du Nitrure de Gallium, de la structure HEMT et du bruit BF*

## 1. Le Nitrure de Gallium (GaN)

Ce chapitre introduit les caractéristiques principales du cristal de Nitrure de Gallium, constitutif des transistors à effet de champ épitaxiés par Thales/Tiger qui seront par la suite étudiés en détail par le biais des mesures de bruit basse fréquence puis modélisés (Chapitre 2 et 3).

- La première partie du chapitre présente les principales caractéristiques physiques, chimiques et électriques du cristal. Le principe du transistor à effet de champ à haute mobilité électronique (HEMT) est abordé.
- La deuxième partie du chapitre est destinée à la présentation du bruit basse fréquence comme outil d'investigation électrique. Nous introduisons la théorie du bruit basse fréquence, ainsi que le banc de mesure pratique. Un lien est fait avec le type de structure électronique étudiée.
- La dernière partie est consacrée à une étude focalisée sur le comportement du bruit basse fréquence pour un transistor HEMT présentant un comportement I(V) « atypique ».

### 1.1. *HEMT AlGaN/ GaN*

#### 1.1.1. Propriétés du GaN

Le Nitrure de Gallium (GaN) est un composé cristallin résultant de l'association d'un composé solide, le Gallium (Ga) et d'un composé gazeux, l'Azote (N). Le Gallium a été découvert en 1875 en France par Lecoq de Boisbaudran à l'aide de procédés d'analyse spectroscopique de la blende provenant de Pierrefitte dans les Pyrénées. Il doit son nom au terme Latin Gallia signifiant Gaule. L'azote, obtenu par distillation fractionnée de l'air liquide, a été découvert en 1772 par Cavendish et Rutherford en Angleterre. Son nom provient du Grec Azoé signifiant : privé de vie. Le symbole N vient du français Nitrogène signifiant « engendre le Nitre » c'est-à-dire le Salpêtre.

Le nitrure de gallium fut étudié dans les années 1970 puis abandonné en raison des difficultés de synthèse. Dans les années 90, sous l'impulsion de groupes japonais, des progrès furent réalisés sur la synthèse du cristal. En France, entre 1997 et 2000 la conception et la mise au

point du prototype d'un nouveau réacteur EJM (Epitaxie par Jets Moléculaires) à vocation R&D a permis la croissance des matériaux nitrures de type GaN.

### 1.1.1.a. Paramètres Cristallins et Electriques

Le Nitrure de Gallium possède deux formes cristallines qui sont le Zinc Blende (figure 1.1a) et le Wurtzite (figure 1.1b). Ces formes cristallines agissent naturellement sur les propriétés physiques et électriques.

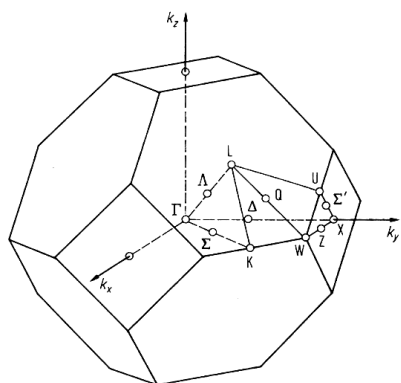


Fig 1.1a Structure Zinc Blende.

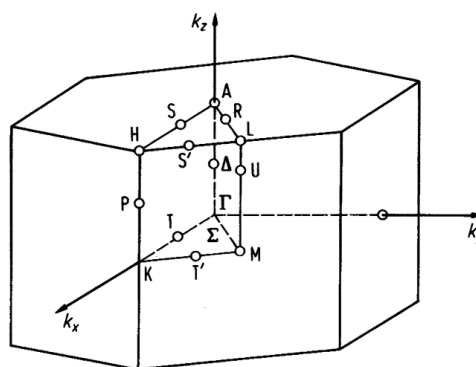


Fig 1.1b Structure Wurtzite.

Les principales propriétés pour l'électronique sont récapitulées dans le tableau ci-dessous pour les deux types de structures cristallines à la température de 300 K.

	Zinc Blende	Wurtzite	Ref
Bande Interdite [eV]	3,2	3,39	[1] [2]
Affinité Electronique [eV]	4,1	4,1	[2]
Constante Diélectrique	9,7	8,9	[2]
Conductivité Thermique [ $\text{Wcm}^{-1}\text{°C}^{-1}$ ]	1,3	1,3	[2] [3]
Champ Critique [ $\text{Vcm}^{-1}$ ]	$\sim 5 \cdot 10^6$	$\sim 3,3 \cdot 10^6$	[3] [2]
Vitesse Max de Saturation [ $\text{cm s}^{-1}$ ]	$\sim 2,5 \cdot 10^7$	$\sim 2,5 \cdot 10^7$	[4] [5]

Tab 1. Récapitulatif des principales propriétés du cristal GaN.

La forte bande interdite du Nitrure de Gallium (3,39 eV) comparée au Silicium (1,12 eV) ou à l'Arséniure de Gallium (1,43 eV), confère aux dispositifs électroniques utilisant ce matériau une grande immunité face aux agressions de forts champs électromagnétiques. De plus, cela

permet au dispositif de fonctionner sous des champs électriques élevés, ce qui est idéal pour les applications de puissance. La réalisation d'amplificateur à état solide SSPA (Solid State Power Amplifier) a été la première motivation justifiant les efforts consentis à la mise en œuvre de la technologie GaN, qui se positionnait ainsi comme une alternative compacte aux amplificateurs à tubes à ondes progressives (ATOP, ou TWTA Travelling Wave Tube Amplifier).

La vitesse de saturation élevée du matériau confère aux dispositifs réalisés en GaN, des aptitudes pour le travail à hautes fréquences. La figure 1.2 représente la vitesse de saturation en fonction du champ électrique dans les deux types de structures cristallines. Pour les structures de type Wurtzite, la vitesse de saturation à fort champ électrique est légèrement plus élevée que celle de la structure Zinc Blende.

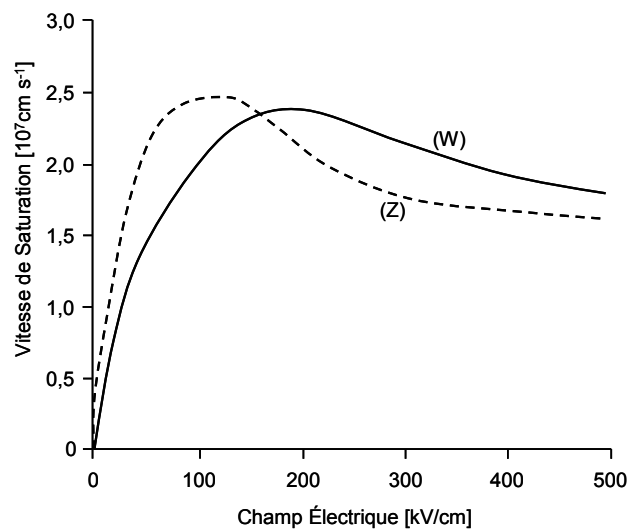


Fig 1.2 Vitesse de saturation pour la structure Wurtzite (W) et pour la structure Zinc Blende (Z) [4] [5].

Une dernière remarque sur les propriétés intrinsèques du cristal peut être apportée au regard du taux d'ionisation par impact [6]. La figure 1.3 représente les coefficients d'ionisation par impact en fonction de l'inverse du champ électrique. Pour la structure Wurtzite le taux d'ionisation est plus faible à fort champ électrique que pour la structure Zinc Blende, ce qui est un avantage pour la réalisation de composant de puissance en électronique.



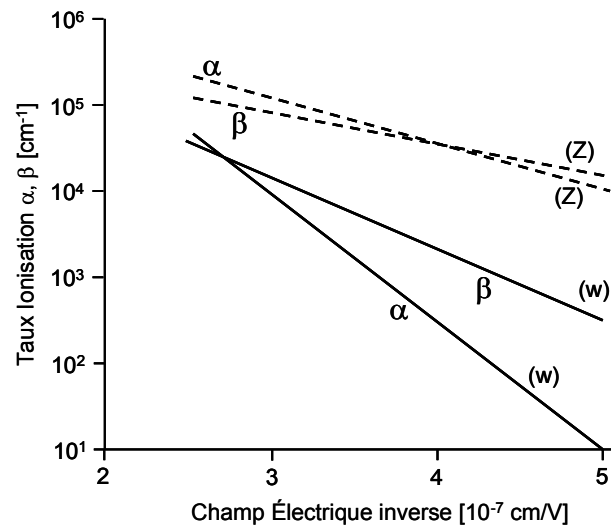


Fig 1.3 Coefficients d'ionisation pour la structure Wurtzite (W) et pour la structure Zinc Blende (Z) [6].

La structure cristalline Wurtzite possède donc une bande interdite plus élevée que la structure Zinc Blende, avec de plus une vitesse de saturation à son avantage et un taux d'ionisation plus faible. Cette forme cristalline est ainsi majoritairement employée par les acteurs du développement de la filière Nitrure de Gallium.

### 1.1.1.b. Substrats d'épitaxie

Différents types de substrats peuvent servir de base d'épitaxie pour le Nitrure de Gallium. Le paramètre principal qui conditionne une épitaxie de qualité est la différence de maille entre le substrat et le cristal de Nitrure de Gallium (cf figure 1.4). Cette différence de maille peut être amoindrie par l'utilisation de couches tampons entre le substrat et le GaN, permettant un accord de maille raisonnable et évitant ainsi la propagation de défauts cristallins dans la structure électronique.

Quatre types de substrat sont disponibles pour l'épitaxie : le substrat Saphir ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ), le substrat en Silicium (Si), le substrat en Carbure de Silicium (SiC) et plus récemment un substrat natif en Nitrure de Gallium (GaN) [7]. Le choix du substrat doit donc se faire sur la base d'un compromis entre le niveau de performances, le coût et la fiabilité du dispositif. Par exemple, un substrat Silicium peut être viable pour des applications plus faibles coût, offrant aussi une surface d'épitaxie importante. Par contre, le procédé d'épitaxie sera plus complexe que pour un dispositif épitaxié sur Carbure de Silicium pour lequel le désaccord de maille est faible (cf figure 1.4). Bien évidemment un substrat natif de Nitrure de Gallium serait l'idéal

pour la qualité du cristal, mais au détriment d'un coût de fabrication bien trop important. Par la suite, seuls les substrats Si, SiC et  $\text{Al}_2\text{O}_3$  seront mis à l'étude.

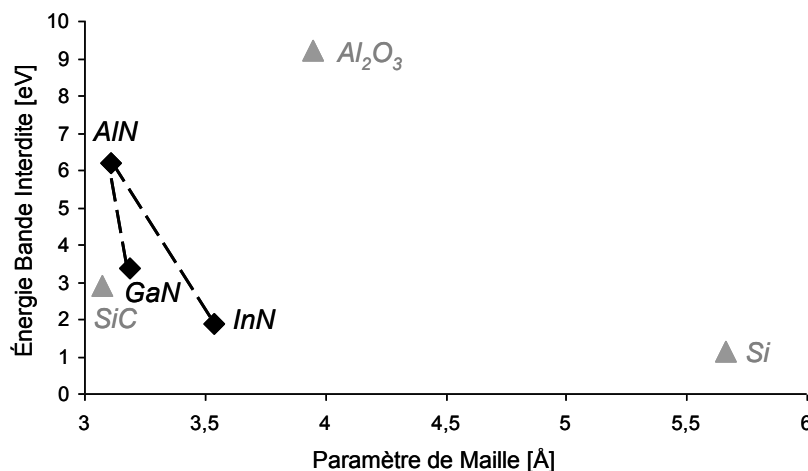


Fig 1.4 Désaccord de maille entre les substrats d'épitaxie possibles et le cristal de GaN.

La figure 1.4 montre aussi le désaccord de maille existant lors de l'introduction d'une fraction molaire d'aluminium dans le cristal de GaN pour la formation de l'hétérojonction. Enfin, elle positionne le Nitrure d'Indium (InN) qui peut être utilisé pour des hétérostructures du type InGaN/GaN. Ces dispositifs possèdent des particularités physiques permettant leur emploi en optique. La technologie GaN ouvre aussi des perspectives pour des solutions en opto-hyper.

### 1.1.1.c. Comparaison des propriétés

Le tableau 2 propose une comparaison entre le matériau GaN et les matériaux classiquement utilisés en électronique. La grande bande interdite induit un fort champ de claquage qui, associé à une vitesse de saturation élevée, positionne le Nitrure de Gallium comme un candidat idéal pour les applications hautes fréquences de puissance.

Matériaux	Si	GaAs	SiC	GaN
Bande interdite [eV]	1,12	1,43	2,9	3,39
Permittivité diélectrique relative $\epsilon_R$	11,7	13,2	9,7	8,9
Champ de claquage [ $V.cm^{-1}$ ]	$\sim 5*10^5$	$\sim 7*10^5$	$\sim 3,5*10^6$	$\sim 3,3*10^6$
Vitesse de Saturation [ $cm.s^{-1}$ ]	$\sim 10^7$	$\sim 2*10^7$	$\sim 8*10^6$	$\sim 2,5*10^7$
Conductivité Thermique [ $W.cm^{-1}K^{-1}$ ]	1,5	0,5	5	1,3
Hétérostructures possibles	Si/SiGe	AlGaAs/GaAs InGaP/GaAs AlGaAs/InGaAs	*	AlGaN/GaN InGaN/GaN

Tab 2. Comparaison des propriétés des différents matériaux électroniques.

De plus la conductivité thermique élevée du Carbure de Silicium (SiC) est avantageuse pour évacuer les calories des dispositifs actifs lorsque le matériau est utilisé comme substrat d'épitaxie.

### 1.1.2. Structure AlGaN/GaN HEMT

La principale différence entre les transistors MESFET (Modulation Electron Surface Field Effect Transistor) et HEMT (High Electron Mobility Transistor) concerne la structure des couches épitaxiées afin d'améliorer les performances du dispositif à effet de champ. Les premiers HEMT sont apparus en 1980 (Fujitsu, Thomson) permettant de contourner la problématique de transport de porteurs dans un milieu dopé, en créant un gaz d'électron à l'interface des deux matériaux. Ce type de transistor peut-être rencontré sous différent nom dans la littérature comme TEGFET (Two Electron Gas Field Effect Transistor), MODFET (Modulation Doped Field Effect Transistor) ou encore SDHT (Selectively Doped Heterojunction Transistor).

Ce paragraphe est loin d'être exhaustif du point de vue du mécanisme de fonctionnement du HEMT. Nous choisissons ici d'aborder quelques aspects particuliers qui seront réutilisés par la suite lors des études de bruit basse fréquence, et également sur les discussions des modes principaux de défaillances du transistor. De nombreux ouvrages peuvent être utilisés pour obtenir de plus amples informations sur les dispositifs HEMT (par exemple [8]).

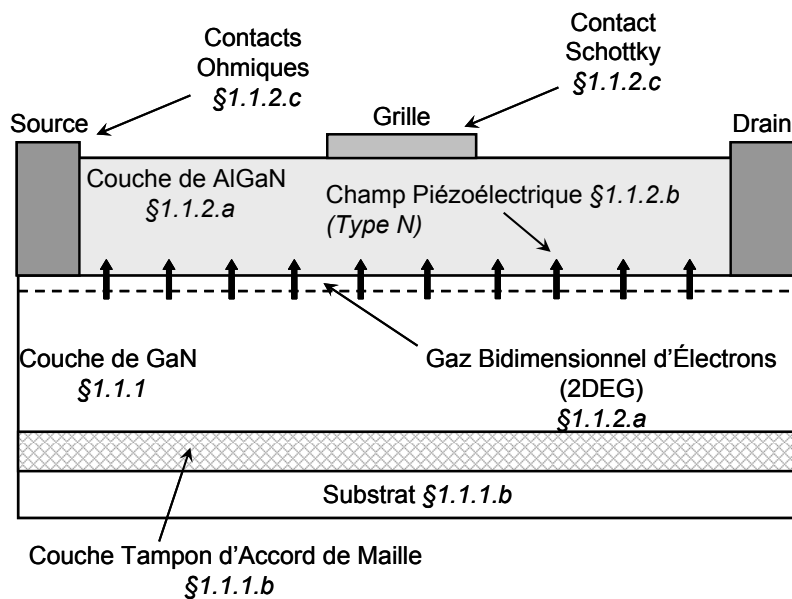


Fig 1.5 Présentation en coupe du principe d'un transistor HEMT.

### 1.1.2.a. Hétérojonction et gaz bidimensionnel (2DEG)

Le principe de l'hétérojonction entre deux matériaux est de créer une chute de potentiel localisée de la bande de conduction en dessous du niveau de Fermi, afin de créer un puits de potentiel permettant le confinement de porteurs. Ainsi, à l'interface des deux matériaux créant le confinement, la densité de porteurs est élevée. Le puits sera réalisé dans une couche de matériau offrant une mobilité importante, tout en séparant spatialement les impuretés ionisées pouvant dégrader la vitesse des porteurs.

L'affinité électronique du cristal de Nitrure de Gallium peut-être modulée par introduction d'une fraction molaire d'Aluminium (figure 1.4). Le tableau ci-dessous présente l'évolution des principales caractéristiques du cristal de GaN avec l'introduction d'une fraction molaire  $x$  d'Aluminium. Ces valeurs seront intégrées par la suite dans un simulateur physique (paragraphe 1.3).

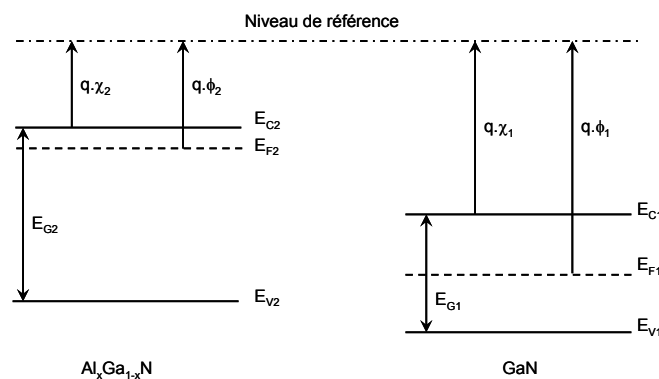
	$Al_xGa_{1-x}N$	Ref
Bande Interdite [eV]	$3,52 + 2,32x + 0,0796x*(1-x)$	[9] [10]
Discontinuité des Bandes [eV]	$0,7*[E_G(AlGaN) - E_G(GaN)]$	[11]
Barrière Schottky [eV]	$0,91 + 2,44x$	[12]
Constante Diélectrique	$9,7 - 1,2x$	[13]

Tab 3. Evolution des caractéristiques physiques avec une fraction molaire d'Aluminium.

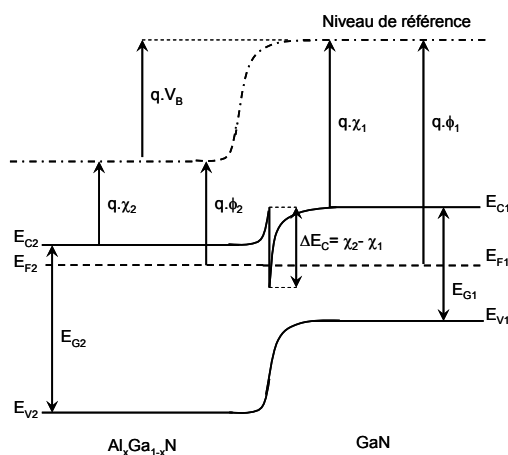
L'augmentation de la fraction molaire  $x$  d'aluminium a pour conséquence l'augmentation de la bande interdite de la couche d'AlGaN qui module la profondeur de l'hétérojonction. Pour des réalisations typiques le taux d'aluminium est compris entre 20% et 40%, avec quelques études qui ont été effectuées à 50% et 75% [14]. L'épaisseur de la couche d'AlGaN influe aussi sur la forme du puits quantique.

Enfin, la barrière Schottky (permettant la réalisation de la commande du canal du transistor formé par le gaz bidimensionnel résultant de l'hétérojonction), varie linéairement avec le taux d'aluminium.

Le mécanisme de l'hétérojonction est schématisé ci-dessous. La première figure (figure 1.6.a) représente l'état des matériaux homogènes référencés par rapport au niveau du vide. La deuxième figure (figure 1.6.b) schématise le comportement des bandes de conduction et de valence des matériaux, lorsque les deux couches sont associées. Les grandeurs  $E_G$  sont les valeurs des bandes interdites,  $\chi$  est l'affinité électronique,  $q\chi$  le travail de sortie d'un électron (constante du matériau),  $V_B$  la différence de potentiel entre les couches et  $q\phi$  le travail existant entre le niveau de Fermi ( $E_F$ ) et le niveau de référence (variable avec le dopage).



a) Schéma des bandes d'énergie des deux matériaux séparés.



b) Diagramme énergétique de l'hétérojonction isolée à l'équilibre thermique.

Fig 1.6 Schéma des bandes d'énergie d'une hétérojonction.

Enfin si la largeur du puits quantique est inférieure à la longueur d'onde de Broglie [I.1], il existe une quantification des niveaux d'énergie. Les électrons circulent donc parallèlement à l'interface des matériaux. Nous pouvons parler alors de gaz bidimensionnel noté en anglais « 2DEG ».

Où  $h$  est la constante de Planck,  $m$  la masse de la particule au repos et  $v$  sa vitesse.

Alors la résolution de l'équation de Schrödinger et de l'équation de Poisson conduit aux énergies quantifiées  $E_i$  de chaque sous bande dans le puits de potentiel. La figure 1.7 représente schématiquement le phénomène physique.

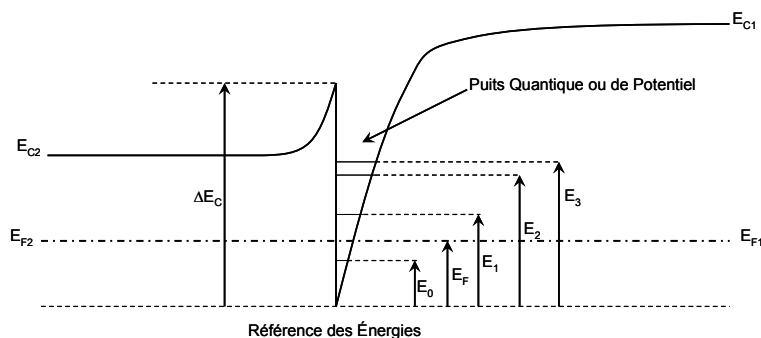


Fig 1.7 Niveaux d'énergie des électrons dans un puits de potentiel à l'équilibre thermique.

La densité des porteurs dans le gaz d'électrons de l'hétérojonction dépend aussi du dopage des couches constitutives du transistor et de la présence d'un champ piézoélectrique.

### 1.1.2.b. Piézoélectricité

La piézoélectricité a été mise en évidence par les frères Pierre et Jacques Curie en 1880. Elle se traduit par l'apparition d'une polarisation électrique à l'interface de certains cristaux soumis à une déformation. Inversement, certains cristaux soumis à une polarisation peuvent être déformés.

A l'interface de la couche d'AlGaN et de la couche de GaN du transistor, il existe un désaccord de maille induisant des contraintes mécaniques.

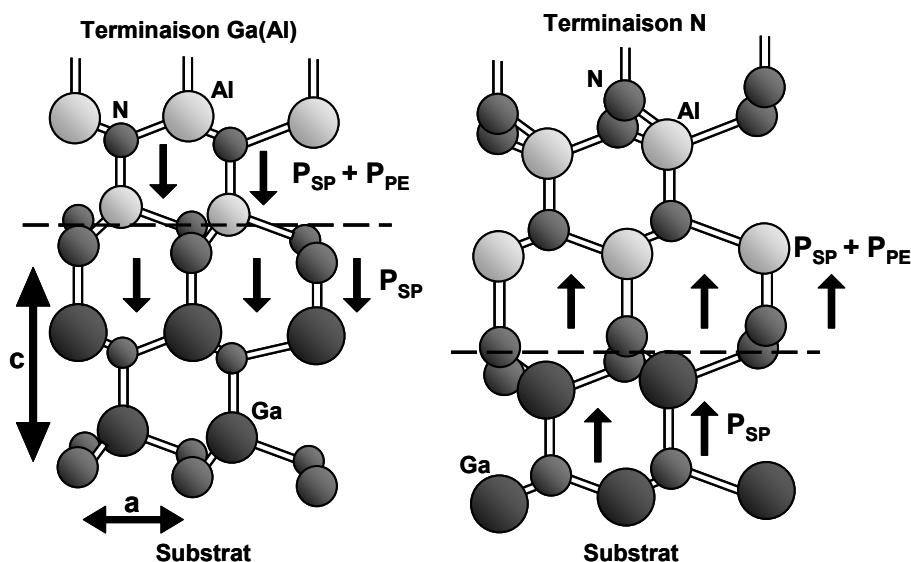


Fig 1.8 Illustration des deux types de cristaux de GaN en fonction de la terminaison de surface [15].

a et c représentent les distances inter atomique constituant la maille du cristal (figure 1.8). Pour le GaN les paramètres de maille valent :  $a=3,189 \text{ \AA}$  et  $c= 5,189 \text{ \AA}$ . Les paramètres de maille de l'AlGaN varient quant à eux de façon linéaire avec la fraction molaire d'aluminium proportionnellement aux lois suivantes :  $a= -0,077x+3,189 \text{ \AA}$ ,  $c=-0,203x+5,189$  [13]. Le champ piézoélectrique total est le résultat de la somme d'un champ de polarisation structurel spontanée ( $P_{SP}$ ) et du champ piézoélectrique introduit par la contrainte mécanique ( $P_{PE}$ ).

La maille d'AlGaN est généralement dilatée par rapport à la maille de GaN, à condition de ne pas dépasser l'épaisseur critique de relaxation. Les contraintes cristallines d'interface sont à l'origine de la présence d'un champ piézoélectrique. Ce champ piézoélectrique est de quatre à cinq fois supérieur à celui identifié dans une structure de type AlGaAs/GaAs. Il favorise une densité d'électrons importante ( $\approx 1 \cdot 10^{13} \text{ e/cm}^2$ ) dans le puits de potentiel. Le champ piézoélectrique crée donc une charge de polarisation d'interface. Son signe est entre autre déterminé par la polarité du cristal. Pour un cristal de polarité de face du type Ga(Al) (figure 1.8) qui est réalisé avec une couche de Ga(Al) au dessus d'une couche de N, le champ piézoélectrique pointe de la surface vers le substrat. Pour une terminaison de face du type N le champ sera inversé, comme représenté sur la figure 1.5.

La présence du champ piézoélectrique dans les structures AlGaN/GaN positionne ces transistors comme des dispositifs de choix pour les applications de puissance.

### 1.1.2.c. Contacts Schottky et Ohmiques

La modulation du gaz bidimensionnel d'électrons de l'hétérostructure est obtenue par l'action d'une tension négative sur un contact Schottky. Il est formé par un dépôt métallique (la grille du transistor) sur un matériau semi-conducteur. La différence des affinités électriques entre le métal et le semi-conducteur, crée une courbure de la bande de conduction imposant une zone de charge d'espace sous le dépôt métallique (figure 1.9 « W »).

L'augmentation en négatif de la tension de commande appliquée sur la grille a pour effet d'augmenter la surface de la zone de charge d'espace venant obturer le canal pour une tension dite de pincement  $V_T$ . La figure 1.9 représente la forme des bandes de conduction théoriques d'un contact de type Schottky.



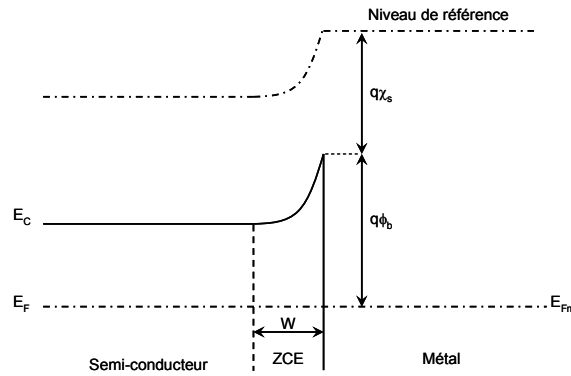


Fig.1.9 Diagramme des bandes de conduction pour un contact Schottky à l'équilibre thermique.

La largeur de la zone de déplétion sous la grille est représentée par  $W$ . Sa profondeur dans le semi-conducteur est proportionnelle au dopage du semi conducteur ainsi qu'aux affinités électroniques respectives des matériaux. Les porteurs du métal voient une barrière de potentiel à franchir d'une valeur proportionnelle à  $q\phi_b$ .

La difficulté de réalisation d'un contact Schottky est d'obtenir une bonne modulation du gaz bidimensionnel du transistor tout en ayant peu de courant de fuite pour le contact, et une migration intermétallique nulle, afin de garantir la fonctionnalité du composant au cours du temps.

Enfin l'accès de part et d'autre du canal, se fait par l'intermédiaire de contacts ohmiques sur les accès de Source et de Drain. La qualité de ces contacts est importante pour les composants destinés à la filière faible bruit. En abaissant leur résistivité, le bruit blanc diminue aussi.

Pour obtenir un contact ohmique, il faut que le travail de sortie des électrons du semi-conducteur soit supérieur à celui du métal (figure 1.10 respectivement  $q\phi_s$  et  $q\phi_m$ ). Le contact ohmique est correct quand la caractéristique courant-tension est symétrique et invariante avec la température. De plus, la chute de tension aux bornes du contact doit être négligeable devant les chutes de tension dans les zones actives du composant. Enfin, il faut que le contact possède une bonne stabilité mécanique (tenue aux chocs thermiques) et ne doit pas subir d'électromigration sous l'action de champs électriques élevés.

La figure 1.10 représente la courbure des bandes de conduction théoriques pour un contact ohmique.

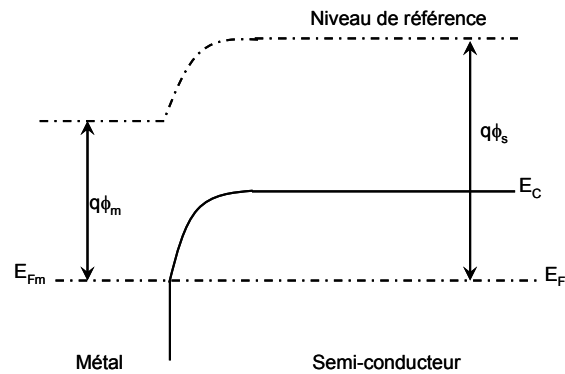


Fig 1.10 Courbure de la bande de conduction pour un contact Ohmique à l'équilibre thermique.

Ces quelques caractéristiques, que nous venons d'évoquer, ont une incidence immédiate sur les performances des dispositifs. Cependant, il faut également anticiper les modes de défaillances probables dès la phase de fabrication, afin de limiter l'ampleur des dégradations et ainsi améliorer la robustesse de la filière.

### 1.1.3. Mécanismes de défaillances

De nombreux mécanismes de défaillance peuvent être à l'origine de la dégradation des performances d'un transistor à effet de champ. Différents tests de stockage thermique, de contraintes électriques ou d'agressions électrostatiques permettent de mesurer, quantifier et de mettre en défaut la robustesse d'un composant. Le tableau ci-dessous présente une liste non exhaustive des défaillances communément observées.

Mode de défaillance	Méthodes de détection	Mécanismes
Dégradation de $I_{DSS}$	Test de durée de vie (Life Test)	Migration de grille (contact Schottky) Effets de surface
Courant de fuite de grille	Test de durée de vie Stockage thermique Polarisation inverse	Interdiffusion métallique
Dégradation de $V_T$	Test de durée de vie (Life Test)	Migration de grille (contact Schottky)
Augmentation de $R_{DS}$	Test de durée de vie (Life Test)	Migration de grille (contact Schottky) Dégradation des contacts Ohmiques
Perte de $P_{Sortie}$	Test de durée de vie (Life Test)	Effet de surface Migration de grille (contact Schottky)

Tab 4. Quelques mécanismes de défaillances.

D'autres types de « défaillances » peuvent exister dans un composant, et des études en bruit basse fréquence autorisent l'observation ces phénomènes. Ces investigations permettent d'obtenir des informations sur la qualité intrinsèque d'épitaxie d'un canal, sur les contacts ohmiques et sur la présence de pièges dégradant le niveau de bruit. Le bruit du canal pouvant être à terme modifié par différents types de contraintes, ces études peuvent renseigner les technologues et les concepteurs de circuits sur le comportement électrique et le comportement en bruit du composant tout au long de sa durée de vie.

## 1.2. *Bruit de fond dans les HEMT GaN*

Nous nous proposons dans ce paragraphe de rappeler quelques notions rattachées au bruit de fond, et de présenter les sources de bruit susceptibles d'être rencontrées dans un transistor de type HEMT.

### 1.2.1. Définitions

Le bruit électrique est un processus aléatoire de fluctuation des charges présent dans les dispositifs semi-conducteurs, qui se manifeste par des variations de la tension et du courant de la structure étudiée.

La particularité du bruit est qu'il ne peut être décrit par des relations explicites dépendant du temps et que son amplitude instantanée ne peut être prévue.

Selon le dictionnaire de l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), le bruit électrique est défini comme étant : « L'ensemble de toutes les perturbations indésirables qui se superposent au signal utile et ont tendance à masquer son contenu » [16].

De tels signaux ne peuvent donc être décrit que d'un point de vue statistique, précision apportée par Chenette en 1966. Pour cela les bruits d'origine physique sont en première approximation :

- de répartitions Gaussiennes
- additifs
- stationnaires tant que leur origine ne varie pas (point de repos)

Ils sont donc entièrement décrits par leur Densité Spectrale de Puissance Moyenne (carré du module de la transformée de Fourier).

## **1.2.2. Bruit électrique associé au transistor HEMT**

### **1.2.2.a. Sources intrinsèques de bruit BF dans un HEMT**

Le schéma de la figure 1.11 localise les différentes sources de bruit dans la vue en coupe d'un transistor HEMT. Ici dans la représentation, les sources de bruit sont décorréélées mais une corrélation peut exister en partie entre les sources de bruit de la grille et celles du canal. Cela signifie donc que l'origine du bruit serait en partie la même dans les deux processus. De plus, la mesure du bruit d'un composant ne peut être envisagée que de manière extrinsèque, c'est-à-dire sur les accès extérieurs du composant. La contribution individuelle et éventuellement distribuée de ces sources est mesurée sous une « quantité » équivalente ramenée en entrée ou en sortie du dispositif.

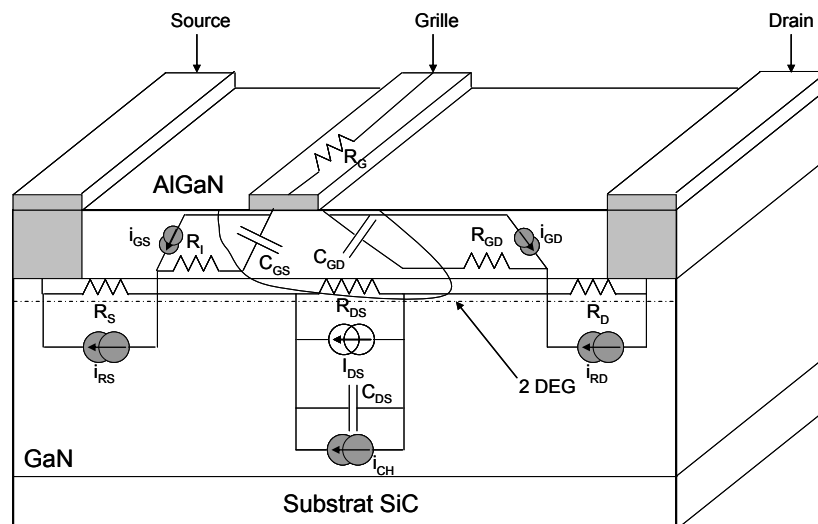


Fig 1.11 Schéma équivalent en bruit BF d'un transistor HEMT.

Sur le schéma de principe figure 1.11, nous pouvons distinguer en gris les sources de bruit mesurable par le drain, liées aux résistances d'accès au canal ( $i_{RS}$ ,  $i_{RD}$ ) et au canal lui-même ( $i_{CH}$ ). Deux autres sources de bruit mesurables par la grille sont représentées en gris, liées aux fuites en courant du contact Schottky ( $i_{GS}$  et  $i_{GD}$ ).

Le dispositif actif HEMT bruyant peut donc être représenté par un quadripôle actif non bruyant auquel on associe en entrée et en sortie des générateurs de bruit en courant pouvant être corrélés ou non entre eux. La figure 1.12 schématise cette approche.

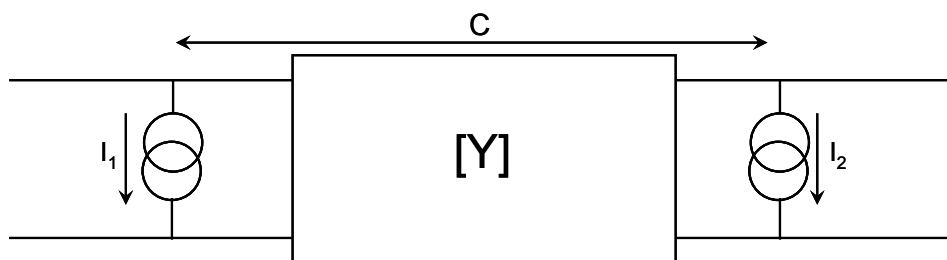


Fig 1.12 Représentation en bruit d'un quadripôle actif par deux générateurs de courant

Le coefficient de corrélation entre les deux sources est par définition proportionnel à :

Où  $SI_1$  et  $SI_2$  représentent les densités spectrales respectivement en entrée et sortie du composant, et  $S_{I1I2}^*$  représente le spectre croisé.

### 1.2.2.b. Sources de bruit du canal

La mesure extrinsèque côté drain implique toutes les sources de bruit entre le drain et la source. Différentes sources de bruits peuvent être associées au transport dans le canal d'un HEMT. On distingue le bruit thermique (ou encore appelé bruit blanc) indépendant de la fréquence, et le bruit en excès pouvant être représenté par divers comportements en fréquence.

- Le **bruit thermique** est directement lié à l'agitation des porteurs dans le matériau. Le spectre est indépendant de la fréquence et il est fonction de la conduction intrinsèque mesurée sur l'accès drain du canal ( $g_{INT}$ ). Sa densité spectrale est donnée par :

Où  $K_B$  est la constante de Boltzmann et  $T$  la température exprimée en Kelvin.

- Le **bruit en  $1/f$**  est lié à la fluctuation de la conductivité du matériau. L'allure de son spectre est inversement proportionnelle à la fréquence. Deux modèles décrivent ce phénomène, l'un en privilégiant la fluctuation du nombre de porteurs par l'intermédiaire d'un phénomène de génération recombinaison (McWhorter [17]) et l'autre prend en compte la fluctuation de la mobilité des porteurs (Hooge [18]).

Dans le cas d'un dispositif à effet de champ on peut expliciter le modèle de **McWhorter** [17] sur la base des équations [I.4] à [I.4'''] :

Il est basé sur l'expression de la superposition d'un grand nombre de spectre de génération recombinaison et sur la statistique de Boltzmann.  $E_t$  représente le niveau d'énergie du piège,  $E_f$  est le niveau d'énergie de Fermi,  $E_C$  est le niveau d'énergie de la bande de conduction,  $n_t$

est la densité d'un centre,  $n$  la densité de porteurs libres,  $N_C$  est la densité d'états de la bande de conduction et  $B$  est un facteur de dégénérescence de spin.

Le modèle de **Hooge** [18] est donné par la relation empirique suivante :

avec

Avec  $\alpha_H$  le facteur de Hooge dans le barreau résistif considéré et  $N$  le nombre total de porteurs de charges libres.

Lors du fonctionnement en régime ohmique d'un transistor à effet de champ, les porteurs de charges traversent un barreau résistif situé entre la source et le drain du transistor. La quantité  $C$  peut s'exprimer en fonction de la géométrie et des caractéristiques du transistor (Vandamme [19]).

Avec  $q$  la charge élémentaire d'un porteur,  $\mu$  la mobilité des porteurs,  $l$  la longueur du barreau résistif,  $V$  la tension aux bornes du barreau et  $I$  le courant traversant le barreau.

Pour un transistor de type MODFET la résistance totale entre drain et source à faible tension de drain  $V_{DS}$  peut s'exprimer comme suit [16] :

$W$  représente ici la longueur de grille,  $l_g$  la largeur de grille,  $l$  la longueur totale du dispositif,  $n_{CH}$  la densité de porteurs du canal et  $n_S$  la densité de porteurs des résistances d'accès.

Dans ce cas la densité spectrale de bruit en  $1/f$  du transistor est la somme du bruit en  $1/f$  sous la grille et du bruit en  $1/f$  des résistances d'accès :

Ce dernier modèle permet de caractériser les différentes technologies grâce au facteur  $\alpha_{CH}$  appelé facteur de Hooge qui est largement utilisé comme un indicateur de qualité des matériaux semi-conducteur, comme nous le verrons par la suite paragraphe 1.2.4.b.

$N$  représente le nombre total de porteurs,  $f$  est la fréquence,  $\mu$  est la mobilité des porteurs et  $I_D$  est le courant de drain.

- Le **bruit de génération- recombinaison** (bruit de GR) est rattaché au phénomène de piégeage-dépiégeage induit par la présence de pièges dans la bande interdite du semi-conducteur. Son spectre de fréquences est de type Lorentzien variant avec l'inverse du carré de la fréquence. Il s'exprime avec la forme suivante:

Où  $\tau$  est la constante de temps caractéristique du piège et  $V$  est le volume du semi-conducteur,  $n$  la densité de porteur,  $f_t$  la fonction de répartition de Boltzmann.

### 1.2.2.c. Sources de bruit de la grille

-Le **bruit blanc** mesuré côté grille peut être dû à deux processus.

Le bruit de grenaille dont la densité spectrale s'exprime de la façon suivante :

Le bruit lié aux courants de fuites de la grille:

Où  $G$  représente la conductance de fuites et  $I_G$  le courant de grille.

- Le **bruit en  $1/f$**  côté grille est généralement attribué à la jonction Schottky. Deux modèles et interprétations proposent des mécanismes différents pour traduire ce phénomène.

Pour le modèle de **Hsu** [20] [21], le bruit est relié à la modulation de la hauteur de la barrière Schottky due à la présence de pièges dans la zone de charge et d'espace sous la grille. Le



modèle est basé sur des phénomènes d'effet tunnel superposés les uns aux autres donnant lieu à une répartition spectrale de bruit en  $1/f$ .

Pour le modèle de **Kleinpenning** [22], le bruit en  $1/f$  côté grille est induit par la fluctuation de la mobilité et du coefficient de diffusion dus à la zone de déplétion de grille.

### 1.2.3. Banc de mesure de bruit BF

La mesure des quantités  $SI_1$  et  $SI_2$  de la figure 1.12 est effectuée avec un banc de mesure de bruit basses fréquences permettant une mesure directe [23]. Cette méthode est bien plus rapide que les méthodes à impédances multiples, et aussi beaucoup plus proches de la physique.

Par l'intermédiaire d'amplificateurs transimpédances convertissant un courant en tension, le bruit présent en entrée et sortie du quadripôle sous test peut être amplifié et mesuré. Les faibles impédances d'entrée des amplificateurs transimpédances sont directement sensibles au bruit en courant en court-circuit. Le bruit en courant de l'amplificateur transimpédance sera d'autant plus négligeable que l'impédance qui leur est connectée est élevée (ce qui est généralement le cas pour les HEMT en régime saturé).

Le calibrage du banc de mesure est nécessaire pour extraire la quantité de bruit recherchée. En effet, la chaîne de mesure est composée d'amplificateurs dont le bruit doit être soustrait de la mesure pour obtenir la contribution réelle du bruit du composant. La figure 1.13 représente la mesure de bruit d'une résistance présentée à l'entrée d'un amplificateur transimpédance.

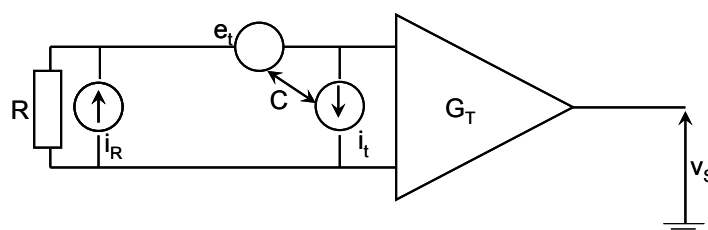


Fig1.13 Banc de mesure pour caractériser les sources de bruit de l'amplificateur transimpédance

La tension alors mesurée par l'analyseur de spectre peut s'exprimer en fonction des différentes sources de bruit et du gain de l'amplificateur  $G_T$  par l'équation suivante :

$i_R^2$  étant la quantité recherchée, nous pouvons facilement y accéder par :

Les quantités  $e_t$  et  $R\{e_t i_t^*\}$  liées au spectre croisé ont été mesurées et vérifiées par rapport à des résistances étalons.

Le banc de mesure de bruit basse fréquence calibré est représenté par la figure ci-dessous. Il peut donc mesurer simultanément le bruit sur la grille, sur le drain et la corrélation entre ces deux quantités.

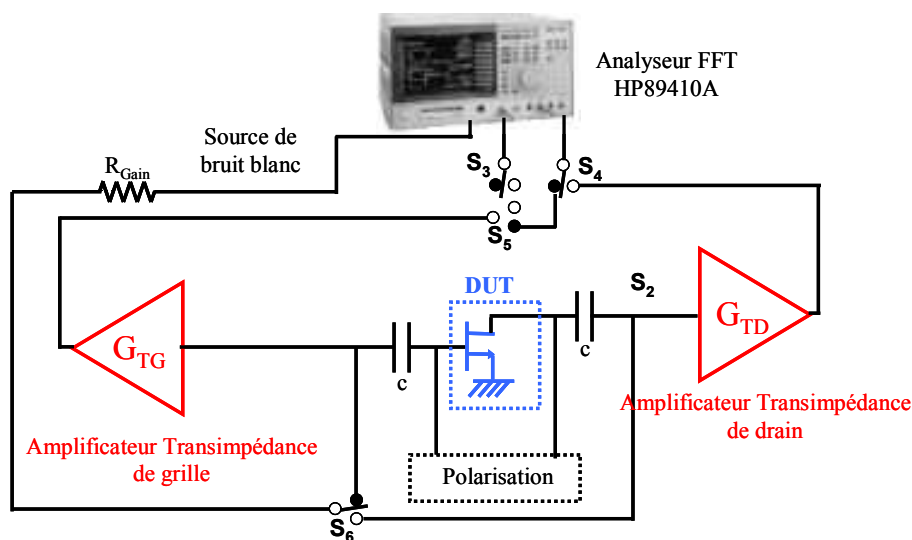


Fig 1.14 Schéma simplifié du banc de mesure de bruit BF

Enfin, la source de bruit blanc permet de mesurer le gain des amplificateurs de transimpédance afin de vérifier que les impédances (pour un point de repos choisi du composant) présentées au banc ne court-circuitent pas la quantité de bruit que l'on veut mesurer. Quand le gain est stable sur la fenêtre de mesure, alors la mesure est validée.

Une procédure de calibrage du banc pour les mesures est présentée en annexe du chapitre.

#### 1.2.4. Caractérisation BF de dispositifs AlGaN/GaN HEMT sur substrats $\text{Al}_2\text{O}_3$ , Si et SiC

La possibilité de disposer de plusieurs technologies de substrat pour les transistors HEMT GaN permet d'en effectuer une comparaison afin d'obtenir des renseignements sur leurs potentialités pour les applications faible bruit. Les trois substrats utilisés sont le Saphir ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ), le Silicium (Si) et le Carbure de Silicium (SiC) [24]. La réduction du désaccord de maille entre le Nitrure de Gallium et les substrats est une étape essentielle pour garantir un composant de bonne qualité et faible bruit. Pour cela les couches tampon introduites lors de la croissance favorisent l'adaptation des mailles entre elles (figure 1.4).

L'étude en bruit basse fréquence permet d'obtenir une image relative de la qualité de croissance des cristaux de Nitrure de Gallium dans les zones actives (et de l'incidence sur les performances en bruit non linéaire ou sur la fiabilité des dispositifs) et d'arrêter le choix sur un type de composant potentiellement plus performant en bruit à un instant donné.

Enfin, la qualité intrinsèque du substrat joue un rôle important sur les performances du composant. Notre étude de principe ne se veut pas exhaustive et la discussion ne portera ici que sur les niveaux de bruit mesurés, et sur le choix du composant retenu pour la suite de l'étude.

##### 1.2.4.a. Etude de Péransin et al [25]

Mener une étude sur la qualité technologique d'un composant à effet de champ doit être réalisée dans les conditions les plus proches du fonctionnement d'un barreau résistif. Pour cela, l'étude du bruit basse fréquence doit se faire à faible tension de drain  $V_{DS}$  afin de s'assurer d'un fonctionnement en régime ohmique. Dans ce cas, en fonction de la commande  $V_{GS}$ , trois zones d'étude distinctes permettent d'accéder aux informations relatives aux accès ohmiques ou au canal du transistor.

Cette étude ne peut se faire que lorsque le composant exhibe un bruit en  $1/f$  pur, qui est rattaché à la fluctuation du nombre ou de la mobilité des porteurs dans le cristal, ce qui traduit généralement la qualité de ce dernier.

A partir de la définition de Hooge du bruit en  $1/f$  donnée par [I.8] et l'expression de la résistance totale du canal du HEMT donnée par [I.7], il est possible d'exprimer la variation de la pente du bruit normalisé en fonction de la tension relative ( $V_{GS}-V_T$ ). Enfin, la quantité de

bruit en courant est l'image de la fluctuation de la mobilité ou du nombre de porteurs, et donc de la quantité de bruit de la résistance. Ainsi en normalisant les deux quantités nous obtenons l'expression suivante pour un barreau résistif :

Ce barreau résistif peut résulter d'une contribution série de plusieurs éléments résistifs distincts (canal, résistances d'accès et résistances de contact entre source et drain du HEMT). En étudiant le bruit pour chaque valeur de la tension de commande et en utilisant [I.7], [I.6] et [I.16], les pentes obtenues de la Densité Spectrale Relative de Bruit (DSRB)  $S_I/I^2$  en fonction de  $(V_{GS}-V_T)$  peuvent être classées selon le tableau suivant :

Commande ( $V_{GS}$ )	Comportement	DSRB	Pente
$V_{GS}$ proche de 0V	$R_S > R_{CH}$ ; $S_{RS} > S_{RCH}$		0
$0V < V_{GS} < V_T$	$R_S > R_{CH}$ ; $S_{RS} < S_{RCH}$		-3
$V_{GS}$ proche de $V_T$	$R_S < R_{CH}$ ; $S_{RS} < S_{RCH}$		-1
*	$R_S < R_{CH}$ ; $S_{RS} > S_{RCH}$		2

Tab 5. Etude de Péransin et *al* [25].

$R_S$  représente les résistances séries c'est-à-dire les résistances de contacts et d'accès au canal,  $R_{CH}$  représente la résistance du canal et  $S_{RS}$ ,  $S_{RCH}$  représentent respectivement les densités spectrales de bruit des résistances séries et de canal.  $\alpha_S$  est le facteur de Hooge pour les résistances séries, enfin  $\alpha_{CH}$  est le facteur de Hooge du canal.

#### 1.2.4.b. Choix des composants en fonction du substrat

Le choix d'un composant pour une application est communément réalisé en fonction de ses paramètres électriques statiques (point de repos et dispersion) et de ses paramètres dynamiques (performance). L'utilisation du bruit basse fréquence permet d'obtenir une image

de la future performance en bruit non linéaire du composant, comme pour les oscillateurs ou autres mélangeurs et multiplieurs de fréquences. De plus, cette étude est importante pour connaître correctement le comportement du composant en bruit au cours du temps, car le niveau de bruit total du composant peut être fortement dégradé par des phénomènes non corrélés aux variations éventuelles des paramètres statiques sous l'application de contraintes.

Les figures 1.15 présentent ci-dessous les réseaux de caractéristiques de sorties des composants HEMT GaN épitaxiés sur les trois types de substrats qui sont par la suite étudiés en bruit basse fréquence.

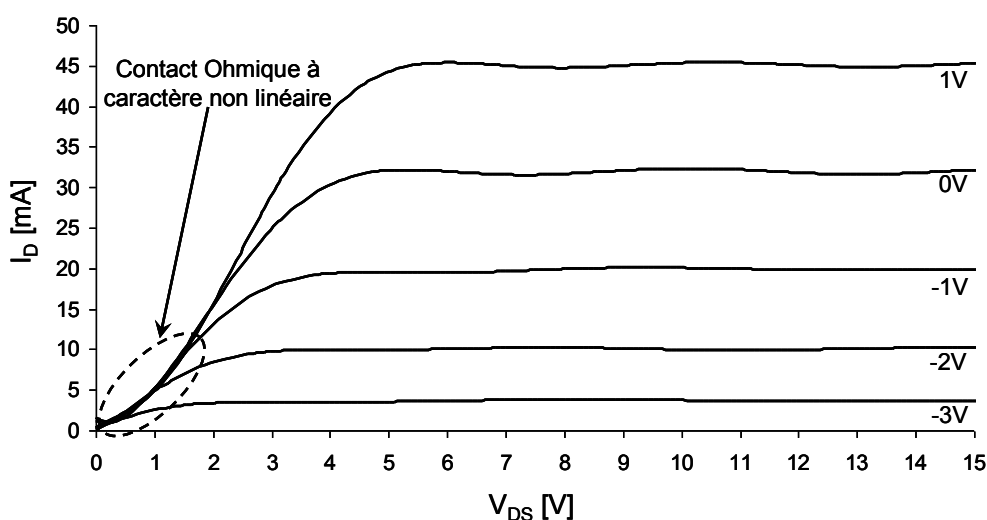


Fig 1.15a Caractéristiques DC de HEMT GaN  $2*50*0,15 \mu m^2$  épitaxié sur **substrat  $Al_2O_3$**  pour  $-3 V < V_{GS} < 1 V$ .

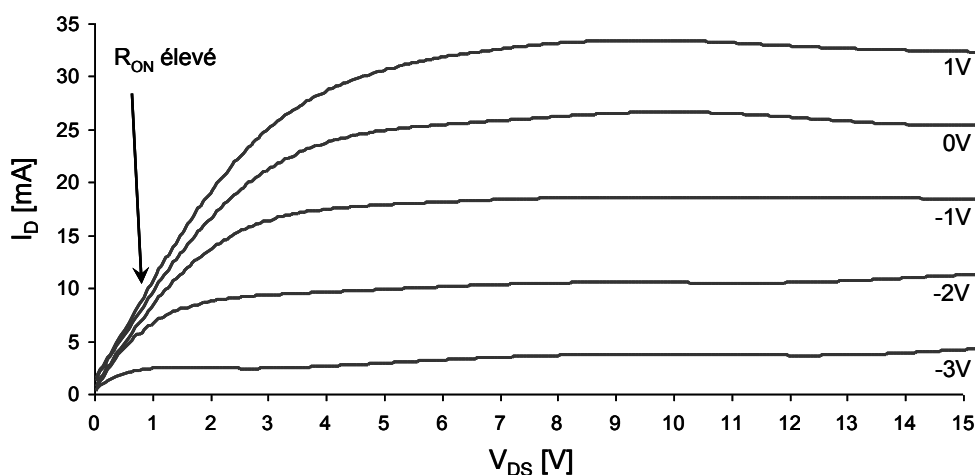


Fig 1.15b Caractéristiques DC de HEMT GaN  $2*50*0,15 \mu m^2$  épitaxié sur **substrat Si** pour  $-3 V < V_{GS} < 1 V$ .

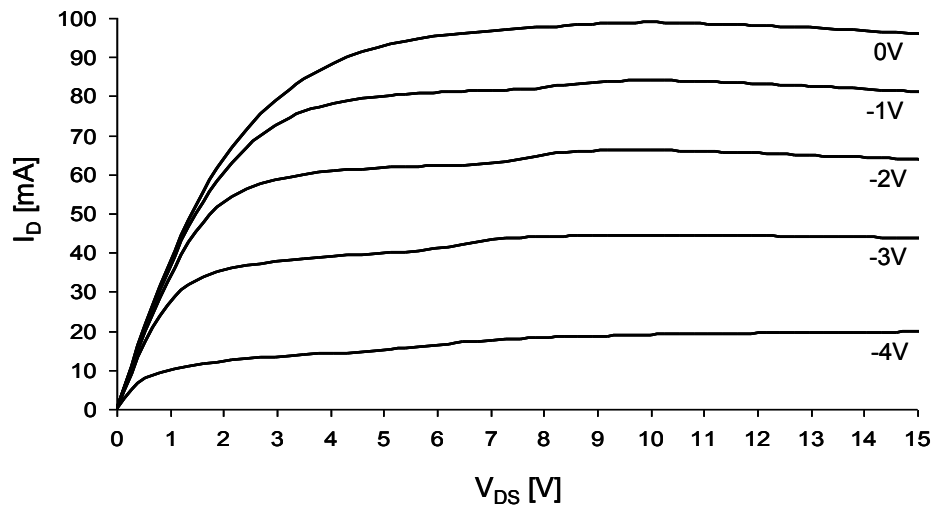


Fig 1.15c Caractéristiques DC de HEMT GaN  $2*50*0,15 \mu\text{m}^2$  épitaxié sur **substrat SiC** pour  $-4 \text{ V} < V_{GS} < 0 \text{ V}$ .

La caractéristique de la figure 1.15a (composant sur saphir) présente à faible valeur de tension de drain  $V_{DS}$ , une résistance possédant un comportement non linéaire. La valeur du courant  $I_{DS0}$  (valeur de courant en régime saturé pour une commande  $V_{GS}=0 \text{ V}$ ) est de  $I_{DS0}=46 \text{ mA}$ . Pour un composant réalisé sur silicium (figure 1.15b) la résistance en régime ohmique est linéaire mais le courant  $I_{DS0}$  est inférieur au composant sur saphir ( $I_{DS0}=33 \text{ mA}$ ). Pour le composant élaboré sur un substrat carbure de silicium, le régime ohmique est linéaire et la valeur  $I_{DS0}$  est plus élevée que pour les deux autres transistors ( $I_{DS0}=98 \text{ mA}$ ). Nous pouvons noter en revanche la présence d'une augmentation du courant de drain en régime saturé, activée à tension  $V_{DG}$  fixe que l'on peut attribuer à du « Floating Body effect » [26] qui se traduit par l'activation d'une commande de grille  $V_{GS}$  secondaire.

Le tableau suivant récapitule les principaux paramètres statiques des transistors en fonction des substrats d'épitaxies.

Type de Substrat	Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	Si	SiC
I <sub>DSS</sub> [mA/mm]	400	350	<b>1000</b>
V <sub>T</sub> [V]	-3,75	-3,5	<b>-5,5</b>
Gm <sub>Max</sub> [mS/mm]	120	100	<b>250</b>
I <sub>G</sub> [μA]	0,3-0,5	30-80	<b>&lt; 0,1</b>
R <sub>ON</sub> [Ω]	70	85	<b>25</b>
F <sub>T</sub> -F <sub>Max</sub> [GHz]	30-57	16-37	<b>40-100</b>
μ [cm <sup>2</sup> /Vs]	≈ 1000	≈ 1000	≈ <b>1600</b>

Tab 6. Récapitulatif des performances en fonction du substrat (composant 2\*50\*0,15 μm<sup>2</sup>).

Une amélioration des paramètres statiques est notable pour les composants épitaxiés sur un substrat de Carbure de Silicium, par exemple avec la forte densité de courant I<sub>DSS</sub>. Cette forte densité est en partie due à la bonne conduction thermique du substrat autorisant un faible échauffement de la structure et donc une faible diminution de la mobilité des porteurs.

La résistance R<sub>ON</sub> est divisée par trois par rapport aux composants réalisés sur substrat Saphir et Silicium. Cela laisse présager d'un niveau de bruit en 1/f plus bas que pour les autres composants.

Les fréquences de transition et maximale d'oscillation ont augmenté démontrant une augmentation du gain et une réduction des capacités du transistor intrinsèque. Les performances en haute fréquence seront à l'avantage du transistor sur substrat SiC.

Enfin, le très faible niveau de courant de fuite de la grille démontre une maîtrise du procédé du dépôt métallique du contact Schottky.

La relation directe que l'on peut hâtivement faire entre le substrat d'origine et la dégradation de certains paramètres statiques, doit être pondérées par les futures améliorations possibles de la technique d'épitaxie. Pour l'instant le faible désaccord de maille entre le Carbure de Silicium et le Nitrure de Gallium permet d'avoir un procédé d'épitaxie simplifiée par rapport au deux autres substrats. Mais, il sera possible d'obtenir des performances en bruit quasi similaires pour des composants réalisés sur substrat Silicium en améliorant la réalisation des couches tampons. La seule limite sera la faible conduction thermique du Silicium diminuant la densité de courant I<sub>DSS</sub>.

L'étude de Péransin et *al* [25] réalisée sur trois composants typiques HEMT GaN issus de trois différents substrats d'épitaxies est un moyen d'affiner le choix du composant en terme de bruit. Effectivement avec une telle étude il est possible de comparer la maîtrise technologique pour chacun des substrats et éventuellement de donner quelques indications pour les applications en hautes fréquences linéaires.

La figure 1.16 présente une étude comparative de composants HEMT GaN de  $2*50 \mu\text{m}$  de développement de grille et de  $0,15 \mu\text{m}$  de longueur de grille. La mesure de la densité spectrale de drain  $SI_D$  est normalisée par rapport à  $I_D^2$ , et nous reportons ici les valeurs de la contribution  $1/f$  prise à 1 kHz. Les valeurs de la quantité  $SI_D/I_D^2$  pour sa représentation en fonction de  $|V_{GS}-V_T|$  seront toutes, au long des chapitres 1 et 2, prises à une fréquence de 1 kHz.

Remarque :

Afin d'obtenir une étude basée sur la méthode proposée par Péransin et *al* précise, il est nécessaire d'évaluer précisément la valeur des résistances séries et de la tension de pincement  $V_T$  du transistor. Une différence entre la tension de pincement  $V_P$  du transistor évaluée par une mesure statique et la tension de pincement  $V_T$  calculée à partir de la mesure de bruit basse fréquence en régime ohmique peut introduire une erreur se traduisant par une translation selon l'axe des abscisses  $\log|V_{GS}-V_T|$  de la représentation de  $SI_D/I_D^2$ .

Pour éviter cela, l'évaluation de la valeurs des résistances séries  $R_S$  est obtenue en prenant l'intersection de la représentation de  $((SI_D/I_D^2)*R_{DS}^2)^{-1/\text{pente}}$  (pente=-3 pour un composant épitaxié sur un substrat de silicium) en fonction de la résistance  $R_{DS}$ . La valeur de  $R_S$  correspond à la valeur de résistance (axe des abscisses) qui intercepte la valeur nulle de l'axe des ordonnées. Une fois la valeur de  $R_S$  connue, la représentation de  $1/R_{CH}$  (avec  $R_{CH}=R_{DS}-R_S$ ) en fonction de la tension de commande  $V_{GS}$  permet de trouver, par un procédé analogue à celui utilisé pour extraire la résistance série, la valeur de la tension  $V_T$ . Les figures 1.16a et b représentent les graphiques permettant d'extraire ces grandeurs électriques  $R_S$  et  $V_T$  pour un composant épitaxié sur un substrat de silicium.



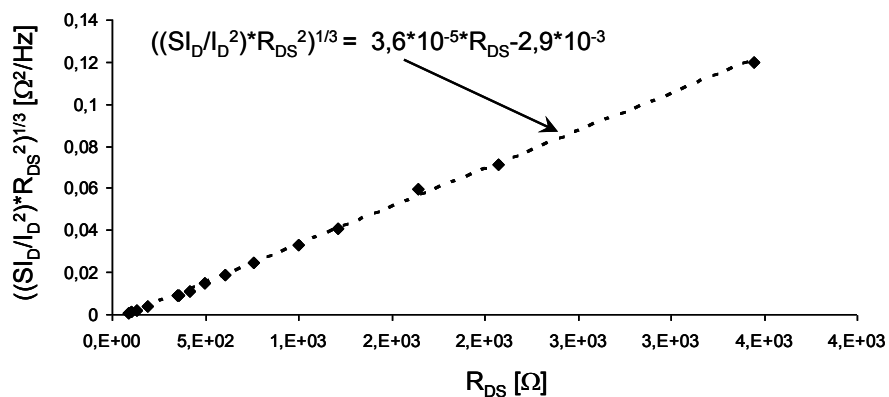


Fig 1.16a Calcul de la valeur de la résistance série  $R_S=80,5 \Omega$  pour un composant épitaxié sur silicium.

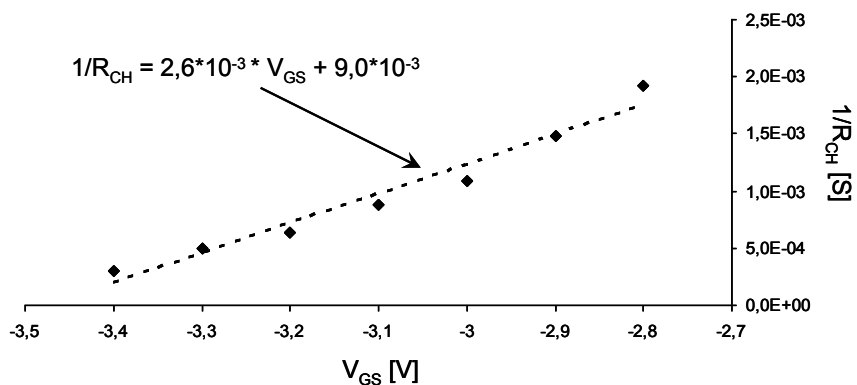


Fig 1.16b Calcul de la valeur de la tension de pincement  $V_T$  pour un composant épitaxié sur silicium.

Le tableau 7 expose les valeurs calculées  $R_S$  et  $V_T$  en fonction du substrat d'épitaxie du transistor.

	$R_S$ [ $\Omega$ ]	$V_T$ [V] (meth. Bruit BF)	$V_P$ [V] (mes. Statique)
Si	80,5	-3,4	-3,5
SiC	11	-4,7	-5,0

Tab 7. Valeur des résistances séries et comparaison des tensions de pincement.

La représentation de l'étude de Péransin et al (en valeur normalisée  $SI_D/I_D^2$ ) est la suivante :

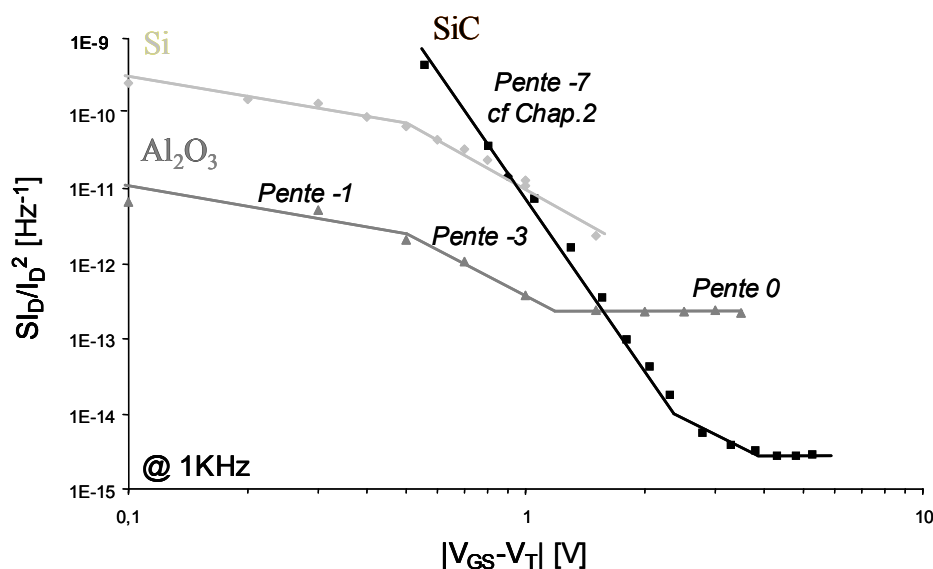


Fig 1.17 Etude comparative de Péransin et al [25] pour des composants GaN HEMT épitaxiés sur trois substrats : Silicium (Si), Saphir (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) et Carbure de Silicium (SiC)

#### Pente 0 (Plateau) :

La pente de 0 correspond à un mode de fonctionnement pour lequel le bruit total est celui généré par les résistances de contacts et les résistances d'accès au transistor intrinsèque (Cf Tab.5). La résistance totale du canal ([I.8]) pour une tension de grille  $V_{GS}$  proche de 0 V peut s'exprimer sous la forme suivante :

La longueur du canal  $l_g$  étant faible devant la longueur totale  $l$  du composant, la résistance est alors assimilable à :

$R_t$  ne dépend pas de la commande  $V_{GS}$ , ce qui explique la pente nulle de la densité spectrale relative de bruit en fonction de la tension relative  $|V_{GS}-V_T|$ .

Sur la figure 1.17 on peut remarquer le faible niveau de bruit des résistances d'accès pour les composants épitaxiés sur substrat SiC. L'écart en bruit démontre une meilleure maîtrise de la technologie des contacts ohmiques entre les différentes réalisations de composant.

Pour les composants réalisés à partir du substrat  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , le niveau de bruit est rehaussé par la présence d'un contact ohmique non linéaire fortement résistif à faible tension de drain  $V_{\text{DS}}$  (figure 1.15a) venant dégrader ses performances en bruit. Un comportement statique similaire a déjà été observé dans la littérature [27] pour un composant épitaxié sur substrat saphir.

Enfin pour les composants épitaxiés sur substrat Si, le niveau de bruit des accès est masqué par un bruit important du canal. Ici, la qualité du canal intrinsèque du transistor dégrade fortement les performances de bruit ( $R_{\text{ON}} \approx 85\Omega$ ) et ne permet pas de quantifier la qualité des contacts.

#### Pente-3 :

La pente de -3 représente un mode de fonctionnement conformément à l'expression donnée dans le tableau 5, pour lequel la résistance prépondérante est celle des contacts, tandis que le bruit en  $1/f$  est essentiellement dû au canal du transistor. La dépendance à la commande  $|V_{\text{GS}} - V_{\text{T}}|$  se traduit par une pente de -3. Cette zone est également plus difficile à exploiter par rapport aux zones à pente nulle et pente -1 pour lesquelles résistances et bruit en  $1/f$  sont liés.

#### Pente-1 :

La pente de -1 (figure 1.17) correspond au mode de fonctionnement pour lequel la résistance prépondérante et le niveau de bruit sont générés dans le canal du transistor. Lorsque la tension de grille  $V_{\text{GS}}$  est proche de la tension de pincement  $V_{\text{T}}$  du transistor, la résistance totale en régime ohmique est celle du canal. Les résistances d'accès sont donc négligées. La résistance totale peut s'écrire comme :

Pour les composants épitaxiés sur Si le niveau de bruit du canal est supérieur à celui du composant épitaxié sur  $\text{Al}_2\text{O}_3$ . La qualité du canal est meilleure pour les composants élaborés sur saphir.

Pour les composants sur SiC, le niveau de bruit extrait du canal (voir chapitre 2 pour la discussion) démontre une maîtrise de l'épitaxie donnant un niveau de bruit en  $1/f$  faible par

rapport aux réalisations précédemment citées. Nous pouvons aussi remarquer le faible  $R_{ON}$  des composants réalisés sur SiC (figure 1.15c).

Facteur de Hooge  $\alpha_{CH}$  :

Le facteur de Hooge est destiné à qualifier la qualité cristalline d'un matériau. L'extraction de ce facteur relatif au canal (i.e. pente-1 de la figure 17) est grandement utile, étant donné que cette zone représente la zone active que traversent les porteurs quelles que soient les fonctions linéaires ou non linéaires des circuits réalisés. Il est généralement observé qu'un bruit initialement élevé dans la zone active se traduit par une dégradation rapide du composant. En effet, la couche cristalline de moindre qualité est plus sujette à des altérations de son intégrité structurelle, ce qui affecte grandement sa robustesse.

Le calcul du facteur de Hooge  $\alpha_{CH}$  est obtenu à partir de l'évaluation du nombre de porteurs  $N$  ([I.21]).

avec

$L_g$  représente la longueur de grille du transistor et  $R_{CH}$  la résistance du canal.

En utilisant [I.5] il est donc possible d'obtenir une estimation de  $\alpha_{CH}$ .

Le tableau ci-dessous recense une estimation des facteurs de Hooge calculés pour les trois types de composant.

	HEMT GaN sur Si	HEMT GaN sur $Al_2O_3$	HEMT GaN sur SiC
$\alpha_{CH}$	$\approx 1,5 \cdot 10^{-3}$	$\approx 1 \cdot 10^{-4}$	'cf. discussion chapitre 2'

Tab 8. Comparaison des facteurs de Hooge en fonction du substrat.

De par l'excellent accord de maille initial entre les matériaux SiC et GaN, il résulte une technologie simplifiée du point de vue des couches tampons lors de l'utilisation du substrat SiC. Ceci peut se traduire par un facteur de Hooge potentiellement très faible (une extrapolation  $\alpha_{CH} < 10^{-5}$  peut être envisagée sous l'hypothèse de la constance de la mobilité  $\mu$  avec  $V_{GS}$ ), ce qui rend l'utilisation du matériau SiC attractif pour des dispositifs hautes fréquences tels que les oscillateurs, en plus des excellentes caractéristiques thermiques d'un tel substrat.

### 1.2.4.c. Comparaison du régime saturé

Après avoir mené une étude en régime ohmique afin de comparer la qualité technologique des composants (accès ohmiques et canal), une étude du régime saturé permet de comparer le niveau de bruit lors de l'utilisation du composant à un point de repos nominal pour une application circuit. La figure ci-dessous présente les spectres en régime saturé des trois types de composant de l'étude précédente. La normalisation a été réalisée par rapport au courant de drain  $I_D$  afin d'observer la quantité de bruit apportée par un porteur de charge en régime saturé. Les transistors ont par ailleurs été réalisés selon les mêmes masques : cependant, les quelques différences liées notamment aux valeurs de tension de pincement (substrats  $\text{Al}_2\text{O}_3$  & Si, et substrat SiC) n'autorisent pas une comparaison strictement rigoureuse. L'intérêt de cette comparaison concerne plus le domaine applicatif (conversion du bruit BF en bruit de phase dans les oscillateurs), et permet de fixer un choix technologique.

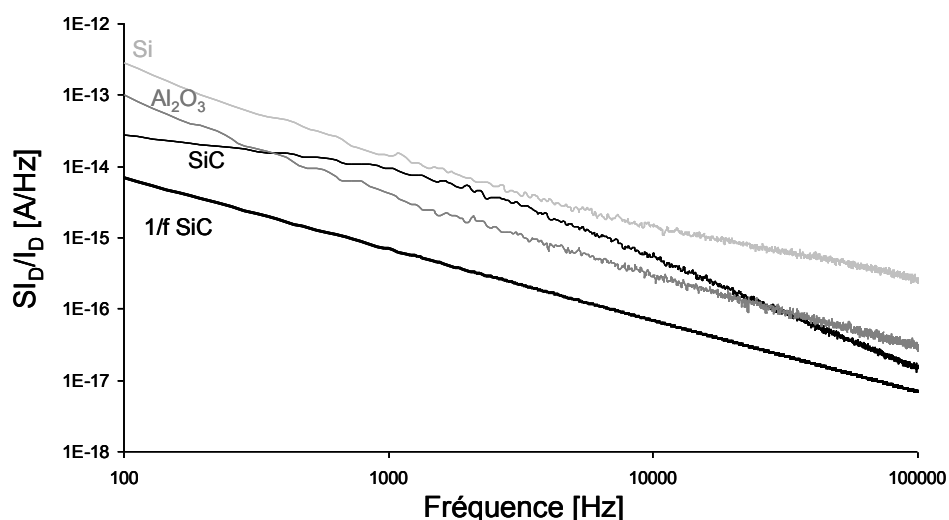


Fig 1.18 Comparaison des spectres normalisés en régime saturé de GaN HEMT en  $2*50*0,15 \mu\text{m}^2$  à  $V_{GS}=-3 \text{ V}$   $V_{DS}=10 \text{ V}$ .

Les transistors épitaxiés sur substrat Si et  $\text{Al}_2\text{O}_3$  ont un spectre de bruit en  $1/f^\gamma$  pour tous les points de polarisation explorés. L'index de fréquence  $\gamma$  est systématiquement relevé à  $\gamma=1$  pour le substrat Si, tandis que  $\gamma$  varie avec la polarisation pour le substrat  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , comme nous le verrons par la suite dans ce chapitre. Le composant sur SiC exhibe des composantes de centres de génération recombinaison, et son étude est détaillée au chapitre 2. Son niveau de

bruit est dégradé par la présence de bruit de G-R induit par la présence de pièges. La potentialité d'un faible niveau bruit en  $1/f$  après l'élimination de l'origine des centres de génération recombinaison (sous l'hypothèse d'une mobilité  $\mu$  constante) positionne les composants HEMT sur SiC comme des composants de choix pour une application non linéaire faible bruit. Le chapitre 2 focalisera son étude sur les composants SiC pour tenter de déterminer l'origine des pièges. Enfin, nous retrouvons le comportement déjà identifié sur l'étude de Hooge qui indique un niveau de bruit en BF moindre pour les dispositifs sur substrat Saphir vis-à-vis de ceux épitaxiés sur substrat Silicium. Un meilleur accord de maille entre le GaN et l' $\text{Al}_2\text{O}_3$  pourrait expliquer cette différence. Néanmoins, seule une étude statistique (sur plusieurs lots) ou physique pourrait confirmer cette hypothèse.

### ***1.3. Simulations physiques et interprétations comportementales***

L'étude proposée dans ce paragraphe fait intervenir un outil de simulation physique, le logiciel Atlas de Silvaco. La corrélation entre les simulations physiques et les mesures électriques en bruit peuvent être corrélées afin de comprendre certains phénomènes observés. Nous présentons en premier lieu le calibrage du logiciel pour des composants élaborés sur un substrat de Silicium.

Dans un deuxième temps, nous simulons un défaut apparent de résistance non linéaire (caractéristique de sortie figure 1.15a) pour des composants réalisés sur Saphir avec le logiciel Atlas. Ensuite, l'étude du bruit basse fréquence révèle que l'index de fréquence  $\gamma$  est lié à la polarisation du dispositif. Une corrélation entre des simulations physiques et des études de bruit basse fréquence proposent une hypothèse quant à l'origine de la variation de l'index de fréquence.

#### **1.3.1. Calibrage du simulateur physique « Atlas de Silvaco »**

Atlas de Silvaco est un logiciel dédié à la simulation physique de composants électroniques en Silicium ou Arséniure de Gallium (filière à faible bande interdite). Le Nitrure de Gallium possède quant à lui des propriétés intrinsèques non intégrées aux fonctions du simulateur (grande bande interdite, vitesse de saturation, champ piézoélectrique...). La première étape a permis d'étalonner et de valider le simulateur pour des composants AlGaIn/GaN réalisés sur un substrat de Silicium.

### Propriétés physiques et électriques :

Les paramètres physiques du composant ont été instruits dans le logiciel afin de traduire correctement l'épitaxie des couches de GaN, des couches d'AlGaN et l'hétérojonction. Pour cela une partie des paramètres employés sont recensés dans le tableau 3 du paragraphe 1.1.2.a. Les paramètres électriques (tableau 2 du paragraphe 1.1.1.c) ont quant à eux demandé une modification des équations permettant de gérer la mobilité des porteurs à faible et à fort champ, afin d'obtenir une vitesse de saturation des porteurs proche de la réalité. La dépendance thermique de la mobilité et du nombre de porteurs a également été intégrée à l'aide de la programmation d'équations associées.

Les figures 1.19a et 1.19b montrent la vitesse de saturation simulée et l'erreur commise par rapport à la vitesse de saturation réelle en fonction du champ électrique E [4].

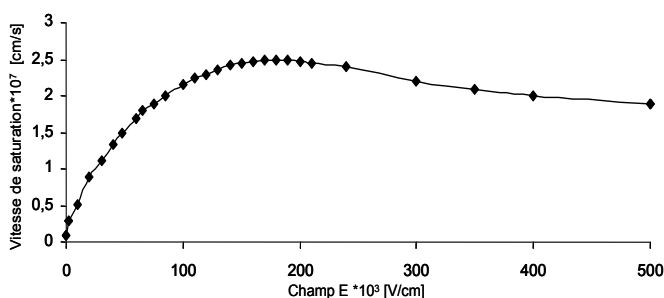


Fig 1.19a Vitesse de saturation du GaN.

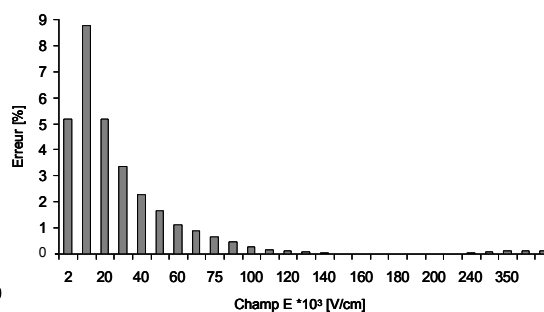


Fig 1.19b Erreur de la simulation sur la vitesse de saturation.

L'erreur la plus importante est commise à faible champ mais n'excède pas 10% pour une valeur localisée. Typiquement cette erreur reste inférieure à 5% dans cette zone de faible champ. En revanche l'accord à fort champ est excellent.

L'effet du champ piézoélectrique a été simulé grâce à une modification locale (proche de l'hétérojonction) de la valeur de l'affinité électronique afin d'obtenir une quantité de courant similaire au dispositif modélisé.

### Simulation statique :

Les figures 1.20a et b montrent la simulation du courant  $I_D$  en régime statique pour un composant réalisé sur un substrat de Silicium. La Figure 1.20a représente l'action de l'autoéchauffement du composant sur la mobilité des porteurs et la figure 1.20b représente la

simulation prenant en compte le phénomène de « grille virtuelle » observé sur plusieurs composants d'un lot. Le phénomène de « grille virtuelle » (floating body effect) est activée à tension  $V_{DG}$  fixe et traduit une commande de grille  $V_{GS}$  secondaire, résultant de l'accumulation de charges positives dans le canal AlGaN entre grille et source venant modifier en partie la commande ( $|V_{GS-global}|$  diminue). Il s'en suit une légère augmentation du courant de drain  $I_D$ .

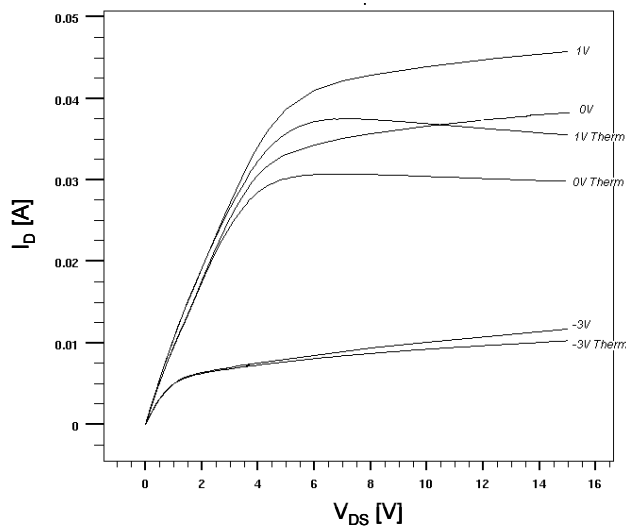


Fig 1.20a Prise en compte de l'équation de l'autoéchauffement, simulation Atlas.

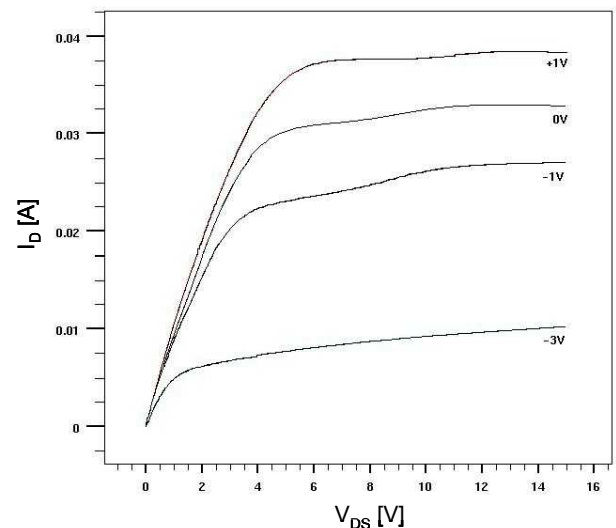


Fig 1.20b Simulation finale avec le phénomène de grille virtuelle, simulation Atlas.

La vue en coupe du transistor simulé est schématisée sur la figure 1.21.

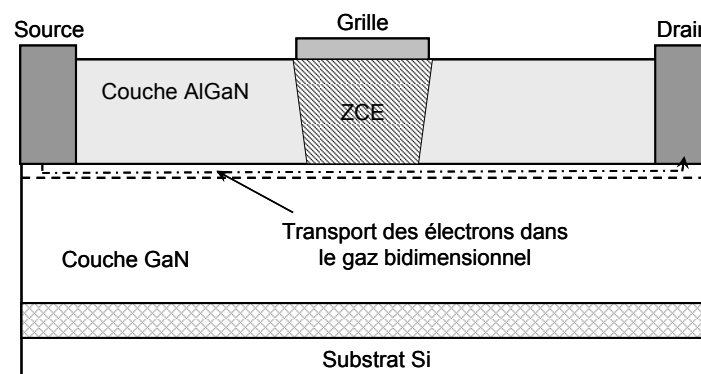


Fig 1.21 Vue en coupe du transistor simulé.

Le logiciel étant calibré pour un transistor AlGaN/GaN sur substrat Si, une simple modification de quelques paramètres physiques comme le dopage de la couche d'AlGaN, son



épaisseur et l'équation d'autoéchauffement, permet la simulation de composants réalisés sur un substrat Saphir.

### 1.3.2. Substrat Saphir : variation de $\gamma$ en fonction de la polarisation [28] [29]

La cartographie en bruit basse fréquence de transistor AlGaN/GaN HEMT épitaxié sur substrat saphir a révélé une variation de l'index de fréquence  $\gamma$  du bruit en  $1/f'$  avec la polarisation du transistor. De plus, ce transistor possède comme caractéristique statique une résistance ayant un comportement non linéaire à faible tension de drain  $V_{DS}$ .

La corrélation de l'outil de simulation physique et d'études en bruit basse fréquence va être utilisée afin de comprendre la cause possible de la variation de l'index de fréquence  $\gamma$ .

#### Simulations statiques :

La caractéristique statique du transistor épitaxié sur un substrat saphir est obtenue par la simulation de la vue en coupe du transistor figure 1.22.

Le comportement de résistance non linéaire est obtenu en disposant une couche fortement résistive entre le gaz bidimensionnel et les contacts ohmiques. Plusieurs études faisant varier la profondeur de cette couche, sa valeur de résistance ou encore sa hauteur démontrent qu'aucun de ces paramètres n'influe sur la caractéristique  $I(V)$  simulée. Des mesures en configuration drain commun ont démontré la persistance de ce défaut non linéaire à bas niveau, ce qui laisse supposer que cette couche est présente sur les deux accès du transistor, à l'interface du canal et des contacts ohmiques.

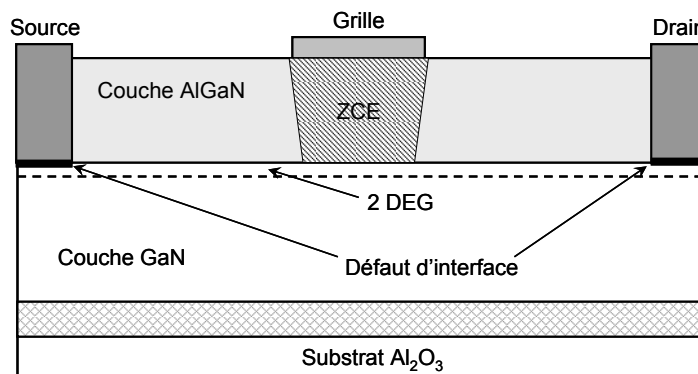


Fig 1.22 Vue en coupe du transistor simulé sur un substrat saphir et possédant un défaut d'interface sur les contacts ohmiques.

La figure 1.23 montre la simulation avec Atlas du transistor vu en coupe (figure 1.22) et du défaut induisant le comportement de résistance non linéaire à faible valeur de tension de drain  $V_{DS}$ .

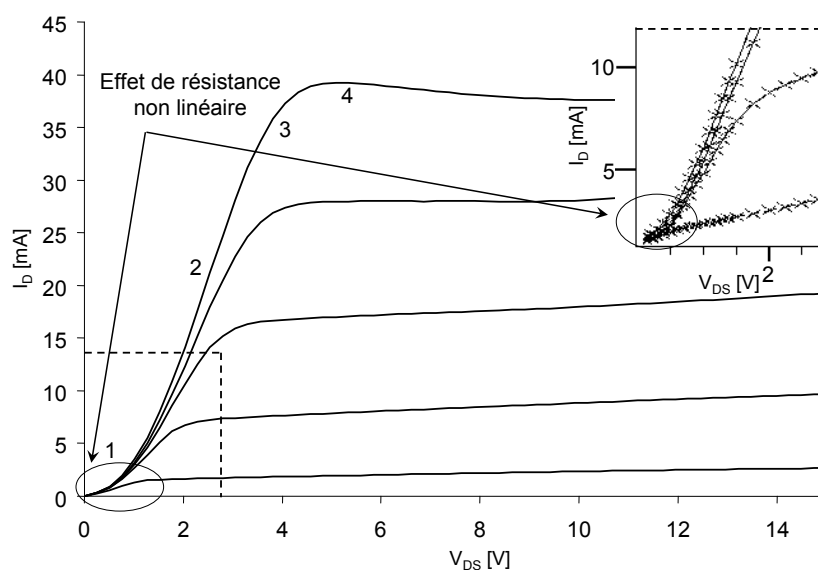


Fig 1.23 Mesures —, Simulations \* (en insert) de la caractéristique de sortie DC.

#### Mesure de bruit basse fréquence :

L'étude du bruit basse fréquence du courant de drain  $I_D$  révèle une variation de la pente  $\gamma$  du bruit en  $1/f^\gamma$  en fonction de la polarisation de drain  $V_{DS}$ . La pente varie entre 0,70 et 1,25 lorsque  $V_{DS}$  varie de 0 à 6 V. La figure 1.24 montre la variation de la pente en fonction de la tension de drain  $V_{DS}$  et pour différentes tensions de grille  $V_{GS}$ . Une telle variation de pente du bruit en  $1/f^\gamma$  a déjà été observée [30], mais n'a pas été corrélée à un quelconque mode de fonctionnement du transistor.

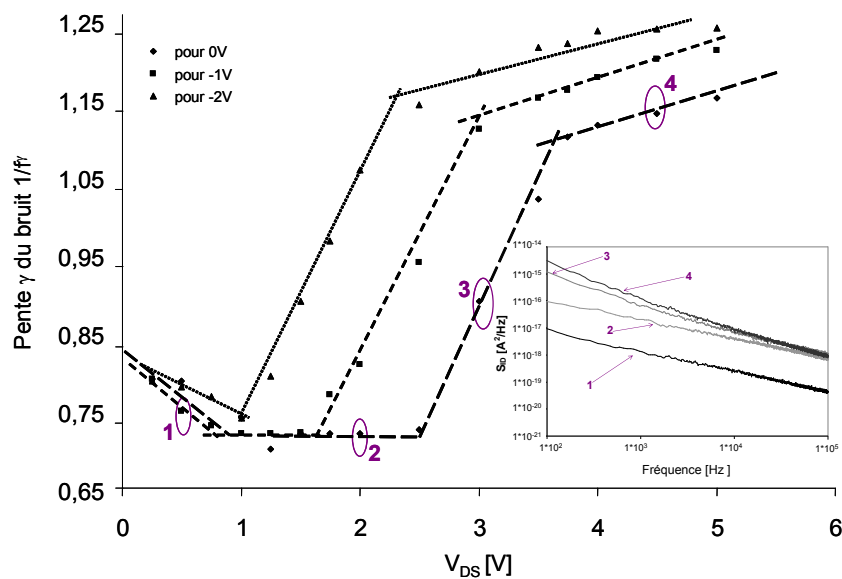


Fig 1.24 Variation de l'index de fréquence  $\gamma$  du bruit en  $1/f^\gamma$  en fonction de la polarisation  $V_{DS}$  pour différentes tensions de commande  $V_{GS}$  : l'encart représente des spectres  $S_{ID}$  relatifs aux différentes zones étudiées 1, 2, 3, 4. les transistors étudiés sont des HEMT  $0.15 \times 2 \times 50 \mu\text{m}^2$ .

La zone 1 indiquée sur le graphique (figure 1.24) correspond à la résistance non linéaire observée figure 1.23. Cette tendance est activée uniquement en fonction de la tension de drain  $V_{DS}$ , indépendamment de la tension de commande  $V_{GS}$ . Elle n'est donc pas attribuée à un comportement activé dans la zone de charge d'espace du canal, mais bien dans une zone non contrôlée entre source et drain du transistor. La figure 1.25 indique que dans cette zone de fonctionnement, la densité spectrale de bruit est anormalement élevée, et n'est pas corrélée à la résistance dynamique  $R_{DS}$ . Les porteurs sont dans un mode de polarisation particulier en zone 1, et le niveau de bruit associé à cette zone est sensiblement plus élevé que celui mesuré en zone 2 ou zone 3, pour des résistances dynamiques  $R_{DS}$  équivalentes. Le processus de bruit mis en jeu en zone 1 (fortement bruyant, cf. plateau de la figure 1.17) est différent de celui activé en zone 2 et 3.

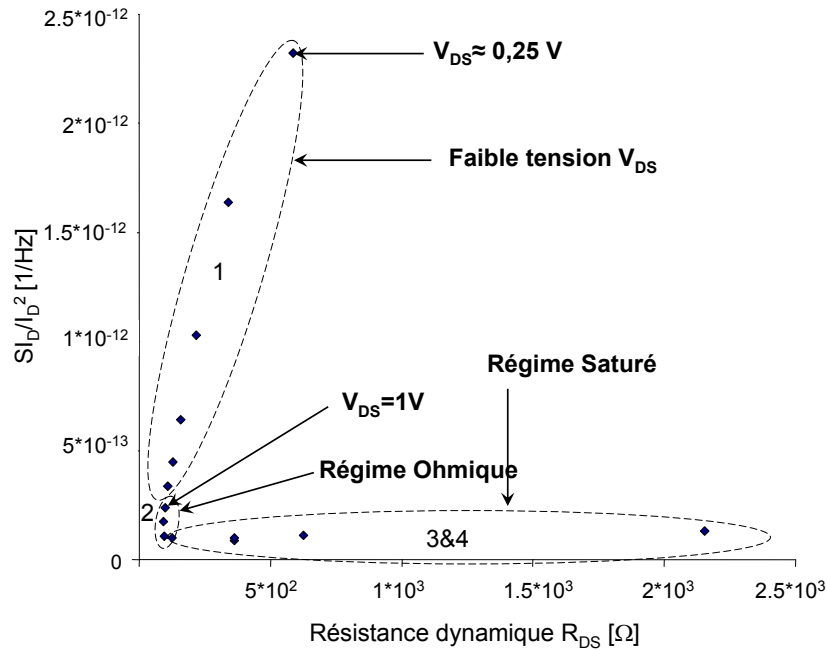


Fig 1.25 Densité de bruit relative du courant de drain  $I_D$  en fonction de la résistance dynamique  $R_{DS}$  apparente du composant.  
(HEMT  $0.15 \times 2 \times 50 \mu\text{m}^2$  sur substrat saphir)

Nous supposons que la diminution de la densité spectrale normalisée en zone 1, avec la diminution de la résistance dynamique  $R_{DS}$  apparente de la figure 1.24 sont reliées à la diminution progressive de l'index de fréquence d'une valeur de 0,85 vers une valeur plateau de 0,70 conservée ensuite sur toute la zone 2 de la figure 1.24.

Nous remarquons enfin sur la figure 1.24 un comportement similaire, mais translaté entre les courbes à différentes tensions de commande  $V_{GS}$  (hormis zone 1 qui ne dépend pas de  $V_{GS}$ ). Si nous reportons ces courbes en fonction de la tension  $V_{DG}$ , c'est-à-dire en fonction du champ électrique entre grille et drain, ces courbes (en zone 2 et 3) sont superposées (figure 1.26). La zone 1 ne dépend pas pour sa part de la tension de commande  $V_{GS}$  et n'est pas rapportée sur la figure 1.26.

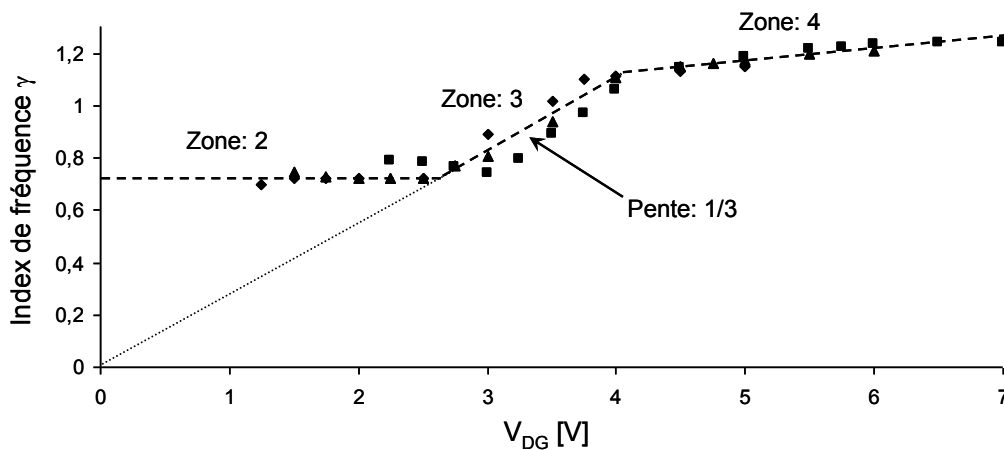


Fig 1.26 Variation de l'index de fréquence  $\gamma$  en fonction de la tension entre la grille et le drain du transistor  $V_{DG}$ .

L'index de fréquence de la zone 2 à 4 est uniquement lié à la valeur du champ électrique entre grille et drain. Cet index de fréquence semble dépendre des modes de transports dans le composant, induits par la présence d'un défaut à l'interface du canal et des contacts ohmiques de source et de drain.

La zone 2 correspond à une polarisation du transistor HEMT en régime ohmique, hors comportement non linéaire de bas niveau.

La zone 4 correspond quant à elle, à un mode de polarisation en régime saturé. Ainsi, la zone 3 semble représenter un mode transitoire entre le passage du régime ohmique au régime saturé (respectivement zone 2 et 4). La figure 1.26 indique bien que cette zone transitoire est proportionnelle à  $V_{DG}$  ( $\gamma \approx 0,33V_{DG}$ ).

*Si un défaut est présent à l'interface du gaz bidimensionnel et du contact ohmique, quel est alors le trajet des électrons pour chacune de ces zones, pour chacun de ces index de fréquence ?*

Pour répondre à cette question, nous faisons appel à des simulations physiques, après avoir traduit l'origine présumée du défaut non linéaire à bas niveau  $V_{DS}$ .

A bas niveau en zone 1, les porteurs (en petit nombre) traversent le défaut fortement résistif (figure 1.25), ce qui se traduit par un bruit basse fréquence élevé étant donné la forte valeur de la résistance et le faible courant qui est mis en jeu.

Lorsque  $V_{DS}$  augmente, en début de zone 2, le transistor opère dans un mode normal de fonctionnement en régime ohmique. On suppose dès lors que les électrons ne traversent plus le défaut résistif qui n'a aucune raison d'avoir disparu pour autant. En fait, les électrons ont trouvé un autre trajet moins résistif par la couche d'AlGaN supérieure (entre source et grille), et sont injectés dans le gaz bidimensionnel sous l'effet du champ piézoélectrique entre AlGaN et GaN. Effectivement le composant est terminé par une couche N (figure 1.5 et 1.8) et donc l'effet piézoélectrique de la couche GaN vers AlGaN autorise l'injection de porteurs de la couche d'AlGaN vers la couche de GaN.

*Si l'effet piézoélectrique existe, pourquoi le défaut de la zone 1 (phénomène réversible) est-il visible ?*

Entre grille et drain, les porteurs doivent obtenir une énergie cinétique suffisante ( $V_{DG}$  critique) pour contrer la polarisation inverse piézoélectrique et repasser dans la couche d'AlGaN pour éviter le défaut présent côté drain.

Des simulations prouvent que ce canal parasite dans la couche d'AlGaN existe entre grille et drain (figure 1.27c). De plus, ces simulations indiquent que ce canal évolue entre grille et drain en fonction de la tension  $V_{DG}$  appliquée, conformément à ce que laisse supposer la figure 1.26.

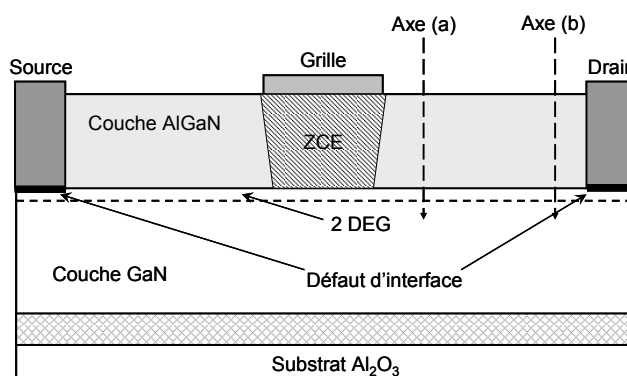


Fig 1.27a Vue en coupe du transistor simulé sous Atlas.

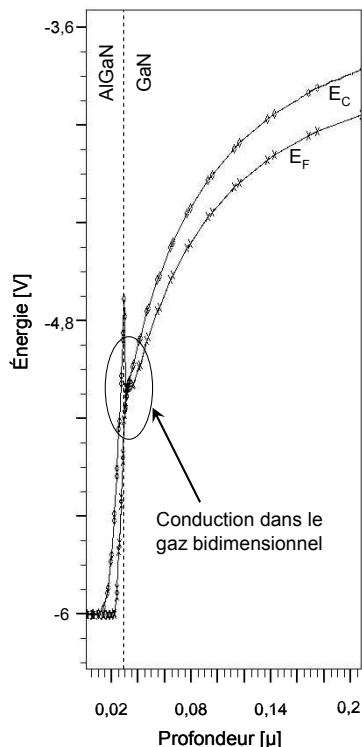


Fig 1.27b Courbure des bandes proches de la ZCE de grille (Axe a).

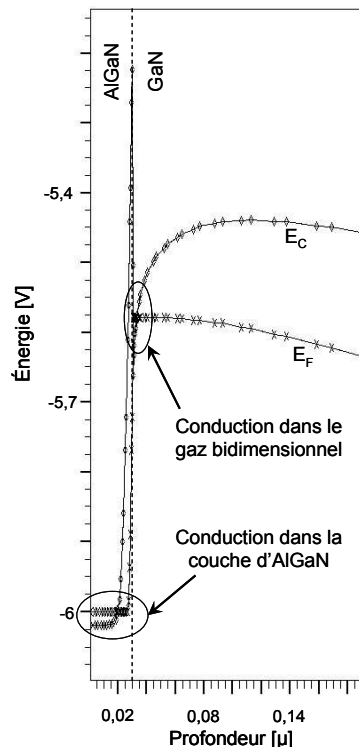


Fig 1.27c Courbure des bandes proches du contact ohmique (Axe b).

Hypothèses :

Quelle que soit la zone de 2 à 4, les porteurs sont injectées entre la source et la grille de la couche d'AlGaN vers le gaz bidimensionnel sous l'effet du champ piézoélectrique.

○ Pour la zone 2 en régime ohmique ( $V_{DG} > V_{DGcritique} = 1 \text{ V}$ ), les électrons sont collectés du gaz bidimensionnel vers la couche d'AlGaN sur toute la longueur entre la grille et le drain. Le mode de transport ne dépend pas de  $V_{DG}$ . Le transport des électrons se passe dans le gaz bidimensionnel et la couche d'AlGaN, ce qui correspond à une valeur de  $\gamma = 0,7$  (figure 1.28a).

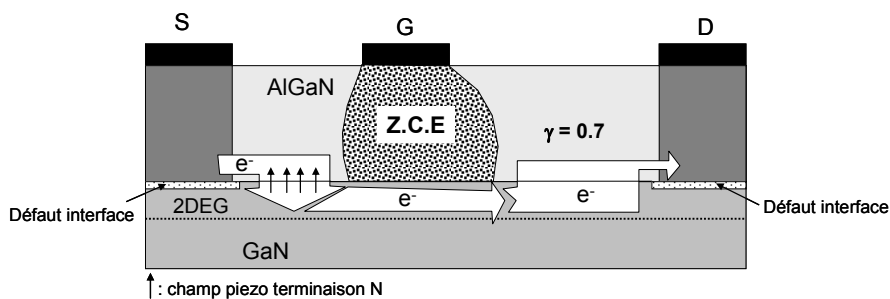


Fig 1.28a Représentation du chemin des porteurs de la zone 2 (figure 1.26) conduction entre grille et drain dans le gaz bidimensionnel et dans le canal de l'AlGaN ( $\gamma = 0,7$ ),  $1 \text{ V} < V_{DG} < 3 \text{ V}$ .

○ La zone 3 représente une zone de transition entre le régime ohmique et saturé,  $\gamma = 0,33 * V_{DG}$ . La zone de collection dans la couche d'AlGaN se déplace proportionnellement à  $V_{DG}$  vers le drain (simulation physique). Le transport des électrons se passe essentiellement dans le gaz bidimensionnel et une partie dans l'AlGaN d'autant plus faible que  $V_{DG}$  augmente.  $\gamma$  croît linéairement de 0,7 à 1,1.

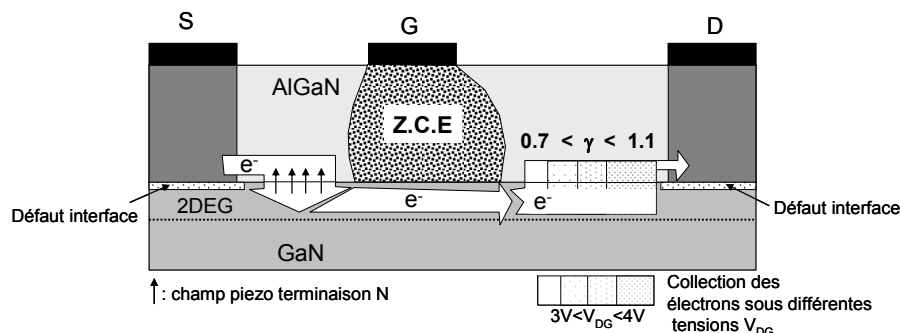


Fig 1.28b Représentation du chemin des porteurs de la zone 3 (figure 1.26) conduction entre grille et drain dans le gaz bidimensionnel et dans le canal de l'AlGaN avec déplacement du canal d'AlGaN vers l'accès de drain lorsque  $V_{DG}$  augmente ( $\gamma = 1/3 V_{DG}$ ),  $3 V < V_{DG} < 4 V$ .

○ Enfin pour la zone saturée (zone 4),  $\gamma$  évolue de 1 à 1,25. Cette variation est due à un élargissement du gaz bidimensionnel sous la grille (diminution de la résistance selon l'axe vertical, figure 1.27b). Localement les électrons ne circulent plus dans un gaz, mais dans un canal GaN dans une zone proche de la grille, ce qui affecte l'index de fréquence localement. Néanmoins, le trajet des électrons reste identique, et les porteurs sont collectés du 2DEG vers la couche AlGaN près de l'accès de drain.

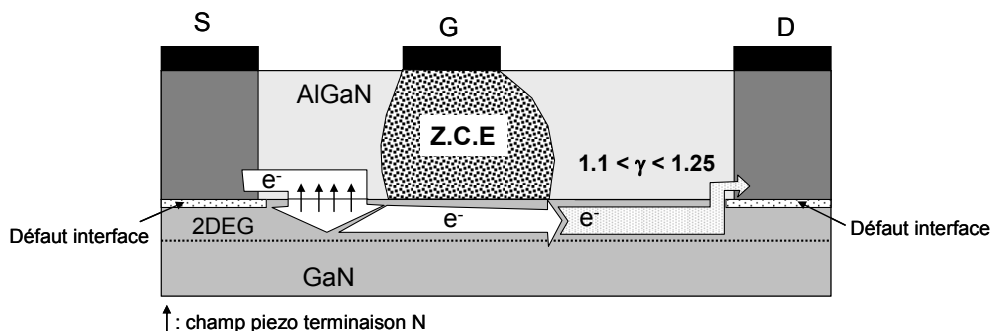


Fig 1.28c Représentation du chemin des porteurs de la zone 4 (figure 1.26) conduction entre grille et drain dans le gaz bidimensionnel et collection proche de l'accès de drain ( $1,1 < \gamma < 1,25$ ),  $V_{DG} > 4 V$ .



Nous pouvons donc avancer l'hypothèse, que la variation de la pente du bruit BF est liée au matériau traversé par les porteurs de charge (AlGa<sub>N</sub>, GaN, hétérojonction, matériau fortement résistif) en fonction de leur valeur énergétique, pour éviter le défaut résistif aux extrémités du canal du transistor.

Comparaison avec un transistor possédant des contacts ohmiques linéaires :

Les transistors réalisés sur substrat silicium présentent des contacts ohmiques linéaires. Ainsi le transport des porteurs est effectué uniquement dans le gaz bidimensionnel comme sur la figure 1.21. L'étude de la variation de la pente  $\gamma$  du bruit en  $1/f^\gamma$  démontre alors que celle-ci reste constante avec la polarisation de drain  $V_{DS}$  et de grille  $V_{GS}$  (figure 1.29).

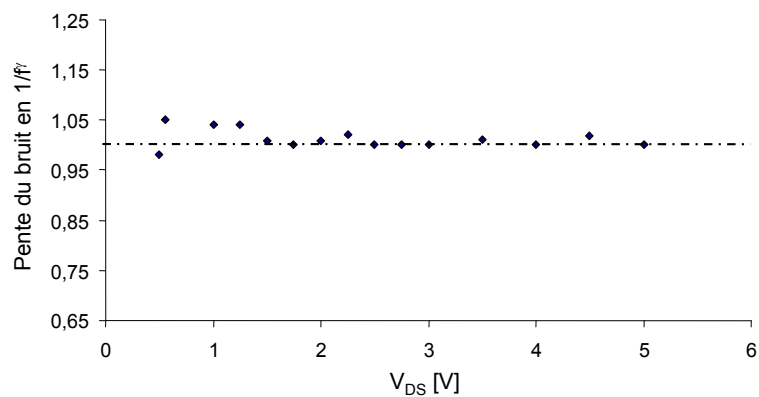


Fig 1.29 Etude de la variation de la pente  $\gamma$  du bruit en  $1/f^\gamma$  pour les HEMT GaN sur substrat **Silicium** possédant un mode de transport dans le 2 DEG. (HEMT  $0.15 \times 2 \times 50 \mu\text{m}^2$ )

#### 1.4. Conclusion du chapitre

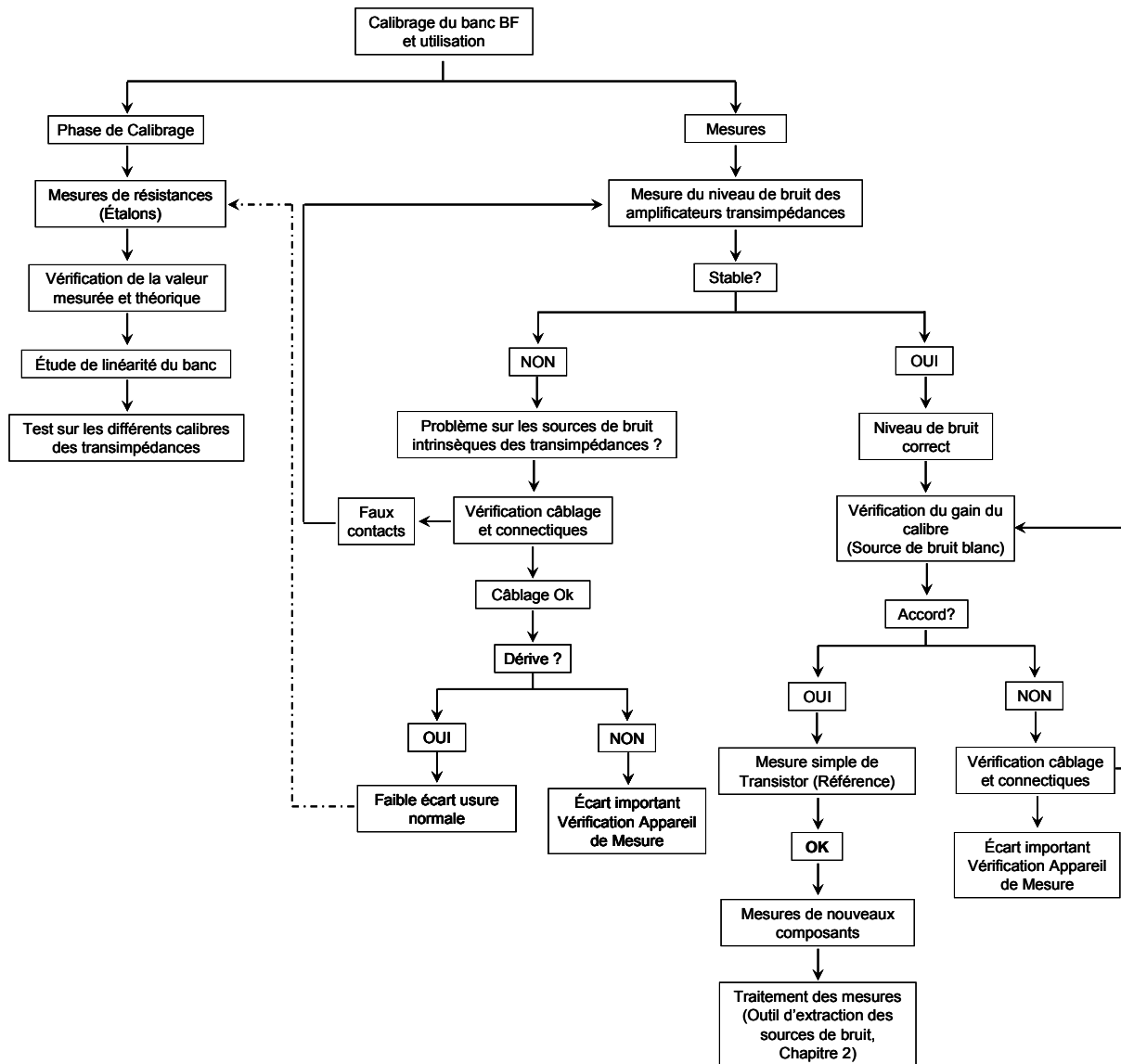
Dans ce chapitre nous avons présenté le cristal de Nitrure de Gallium (GaN) et le transistor à haute mobilité électronique (HEMT). Les propriétés intrinsèques du GaN permettent à la structure à effet de champ, de supporter de forts champs électriques de claquage indispensables pour les applications de puissance, mais aussi pour l'électronique « robuste ». La possibilité de réaliser facilement une hétérojonction par introduction d'une fraction molaire d'Aluminium dans le cristal, permet d'obtenir une structure à forte mobilité électronique idéale pour les applications hyperfréquences, tout en conservant les avantages du GaN.

La mesure du bruit basse fréquence avec un banc dédié [23] a aussi été présentée. L'utilisation de cet outil de mesure électrique peut être employé comme un indicateur de qualité pour l'épitaxie des couches actives d'un composant. Par l'application de la méthode de Péransin et *al*, nous pouvons comparer le bruit des résistances d'accès et de contact de différents procédés ou encore le bruit généré par le canal du composant. Il est donc possible de choisir par comparaison, la filière de composants à effet de champ la plus performante.

Dans ce chapitre, le bruit basse fréquence est aussi présenté comme un outil sensible aux défauts des milieux traversés par les porteurs de charges. Une hypothèse étude réalisée sur des transistor HEMT AlGaIn/GaN épitaxié sur un substrat silicium et saphir nous a permis de mettre en évidence la corrélation qui existe entre l'index de fréquence  $\gamma$  ( $1/f^{\gamma}$ ) et le trajet des porteurs, ou encore le matériau dans lequel les porteurs circulent. Il a donc été possible avec l'analyse de la structure cristalline du composant de déterminer la zone de collection des porteurs (entre source et grille). L'influence des différents mécanismes de transport et de collection des porteurs a été analysée par l'intermédiaire de simulations physiques et d'études comportementales sur l'index de fréquence  $\gamma$ . Une relation entre les valeurs de l'index de fréquence et le mode de transport a pu être proposée.

Ce premier chapitre nous a permis de comprendre le fonctionnement physique du composant AlGaIn/GaN HEMT, et de mener des études préliminaires en bruit basse fréquence afin de choisir un composant pour une réalisation future d'oscillateur à 10 GHz. Une étude plus approfondie sur le type de transistor sélectionné va être menée afin de comprendre l'origine des défauts cristallins, et de choisir les compromis permettant de concevoir un oscillateur à faible bruit de phase.

## Annexe Chapitre 1



Synoptique de calibrage du banc de bruit BF

## Références Chapitre 1

- [1] **T.P. Chow**, D.K. Gaskill, C.D. Brandt, R.J. Nemanich "III-Nitride, SiC, and Diamond Materials for Electronic Devices". Eds. Gaskill D.K, Brandt C.D. and Nemanich R.J., *Material Research Society Symposium Proceedings, Pittsburgh, PA. 423 (1996)*, pp 69-73.
- [2] **V. Bougrov**, M.E Levinshstein, S.L. Rumyantsev A. Zubrilov "Properties of Advanced Semiconductor Materials GaN, AlN, InN, BN, SiC, SiGe" Eds. Levinshstein M.E., Rumyantsev S.L., Shur M.S., *John Wiley & Sons, Inc., New York, 2001*, pp 1-30.
- [3] **H. Siegle**, G. Kaczmarczyk, L. Filippidis, A.P. Litvinchuk, A. Hoffmann, C. Thomsen "Zone-boundary phonons in hexagonal and cubic GaN", *Phys. Rev. B 55, 11 (1997)*, pp 7000-7004.
- [4] **J. Kolnik**, H. Oguzman, F. Brennan "Electronic transport studies of bulk Zinc Blende and Wurtzite phases of GaN based on an ensemble Monte Carlo calculation including a full zone band structure", *J. Appl. Phys. 78(2) (1995)*, 1033-1038.
- [5] **J.D. Albrecht**, R.P Wang, P.P Ruden "Electron transport characteristics of GaN for high temperature device modeling" *J. Appl. Phys. 83(9) (1998)*, 4777-4781.
- [6] **H. Oguzman**, E. Bellotti, K.F. Brennan "Theory of hole initiated impact ionization in bulk Zinc Blende and Wurtzite GaN" *J. Appl. Phys. 81(12) (1997)*, pp 7827-7834.
- [7] **K.K Chu**, P.C. Chao, J.A. Windyka "Stable High Power GaN on GaN HEMT" *International Journal of High Speed Electronics and Systems Vol. 14, No. 3 (2004)* pp 738-744.
- [8] **P. Pouvil** "Composant et Semi-conducteur Micro-ondes" Eds Masson (1994) ISBN 2-225-84547-6
- [9] **M.Goano**, E. Bellotti, E.G. Ghillino, G. Ghione, K.F. Brennan "Band Structure nonlocal pseudopotential calculation of the III-nitride wurtzite phase materials system. PartI. Binary compounds GaN. AlN, and InN" *J. Appl. Phys., Vol. 88, (11) , Dec.2000* pp. 6467-6475.
- [10] **M.Goano**, E. Bellotti, E.G. Ghillino, G. Ghione, K.F. Brennan "Band Structure nonlocal pseudopotential calculation of the III-nitride wurtzite phase materials system. PartII. Ternary alloys  $Al_xGa_{1-x}N$ ,  $In_xGa_{1-x}N$ , and  $In_xAl_{1-x}N$ " *J. Appl. Phys., Vol. 88 (11), Dec.2000* pp. 6476-6482.
- [11] **T.H. Yu**, K.F. Brennan "Theoretical Study of a GaN-AlGaN High Electron Mobility Transistor Including a Nonlinear Polarization Model" *IEEE Transaction on Electron Devices, Vol.50, N° 2, Feb 2003*, pp 315-323.
- [12] **J.A. Garrido**, J.L. Sánchez-Rojas, A. Jimenez, E. Muñoz, F. Omnes, P. Gibart "Polarization fields determination in AlGaIn/GaN heterostructure field-effect transistors from charge control analysis" *Appl. Phys. Lett, Vol 75 (16), Oct 1999*, pp. 2407-2409.
- [13] **M. Farahmand**, C. Garetto, E. Bellotti, K.F. Brennan, M. Goano, E. Ghillino, G. Ghione, J.D. Albrecht, P.P. Ruden "Monte Carlo simulation of electron transport in the III-nitride wurtzite phase material system: Binary and ternaries" *IEEE Trans. Electron Devices, Vol. 48 N°3, Mar 2001*, pp 535-542.
- [14] **S.A. Vitusevich**, S.V. Danylyuk, N. Klein, M.V. Petrychuk, A.E. Belyaev, A. Vertiatchikh, L.F. Eastman "Low Frequency Noise Parameters in an AlGaIn/ GaN Heterostructure with 33% and 75% Al mole fraction" *International Journal of High Speed Electronics and Systems World Scientific Vol. 14 No. 3, 2004*, pp762-768.

- [15] **O. Ambacher**, B. Foutz, J. Smart, J.R. Shealy, N.G. Weimann, K. Chu, M. Murphy, A.J. Seirakowski, W.J. Schaff, L.F. Eastman, R. Dimitrov, A. Mitchell, M. Stutzmann "Two dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization in undoped and doped AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> heterostructures" *J. Appl. Phys.*, Vol 87 (1) Jan 2000, pp 334-343.
- [16] **G.Vasilescu** "Bruits et signaux parasites" *Eds Dunod (1999) ISBN 2 10 004205 X*.
- [17] **A.L. McWhorter** "Semiconductor Surface Physics" *R.H. Kingston University of Pennsylvania Press, Philadelphia, 1957, p.207*.
- [18] **F.N. Hooge** "1/F noise" *Physica B* 83, 1976, pp 14-23.
- [19] **L.K.J Vandamme** "Criteria of low-noise thick-film resistors" *Electrocomponent Science and Technology*, Vol 4, 1977, pp 171-177.
- [20] **S.T. Hsu** "Low Frequency excess noise in metal-silicon schottky barrier diodes" *IEEE Transaction on Electron Devices*, Vol.17, N°7, July 1970, pp. 496-506.
- [21] **S.T. Hsu** "Flicker noise in metal semiconductor schottky barrier diodes due to multistep tunnelling processes" *IEEE Transaction on Electron Devices*, Vol. 18, N°10, Oct 1971, pp 882-887.
- [22] **T.G.M. Kleinpenning** "Low-Frequency noise in schottky barrier diodes" *Solid-States Electronics*, Vol. 22, 1979, pp. 121-128.
- [23] **L.Bary** "Caractérisation et Modélisation du bruit basse fréquence de composant bipolaire micro-ondes: Application à la conception d'oscillateurs à faible bruit de phase" *Thèse Université Paul Sabatier Toulouse, Rapport LAAS N°01658*.
- [24] **J-G. Tartarin**, G. Soubercaze-Pun, A. Rennane, L. Bary, S. Delage, R. Plana, J. Graffeuil "Low frequency noise of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMT grown on Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, Si and SiC substrates" *18<sup>th</sup> International Conference on Noise and Fluctuation, ICNF 2005 Salamanca Spain, ISBN 0-7354-0267*, pp 299-302.
- [25] **J-M. Peransin**, P. Vignaud, D. Rigaud, L.K.J Vandamme "1/f Noise in MODFET's at Low Drain Bias" *IEEE Transaction on Electron Devices*, Vol 37, N°10, Oct 1990, pp 2250-2253.
- [26] **S. Nuttinck**, S. Pinel, E. Gebara, J. Laskar, M. Harris, J.R. Shealy "Floating-Body Effect in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> Power HFETs" *IEEE GaAs 2002 proceeding Italy*.
- [27] **A. Balandin**, S. Cai, R. Li, K.L. Wang, V.R. Rao, C.R. Viswanathan "Flicker noise in Ga<sub>N</sub>/Al<sub>0,15</sub>Ga<sub>0,85</sub>N doped channel heterostructure field effect transistors" *IEEE Electron Device Lett.*, Vol.19 N°12, Dec. 1998, pp. 475 477.
- [28] **J-G. Tartarin**, G. Soubercaze-Pun, A. Rennane, L. Bary, R. Plana, J.C De Jaeger, M. Germain, S. Delage, J. Graffeuil "Using low frequency noise characterisation of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMT as a tool for technology assessment and failure prediction" *Fluctuation and Noise ISBN 0-8194-5396-X, proc of SPIE Vol 5470, Las Palomas Spain, May 2004*, pp 296-306.
- [29] **G.Soubercaze-Pun**, J.G. Tartarin, L. Bary, S. Delage, R. Plana, J. Graffeuil "Carrier's transport mechanisms investigations in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMT thanks to physical modelling and low frequency noise measurements" *12th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GAAS'2004), October 2004*, pp.159-162.
- [30] **A. Balandin**, S. Morozov, G. Wijeratne, S.J. Cai, R. Li, K.L. Wang, C.R. Viswanathan "Effect of channel doping on the low-frequency noise in Ga<sub>N</sub>/AlGa<sub>N</sub> heterostructure field-effect transistors" *Applied Physics Letters Vol 75 (14), Oct 1999*, pp 2064-2066.

## ***Chapitre N°2***

***Etude du Bruit Basse Fréquence de transistors  
AlGaN/GaN HEMT épitaxiés sur substrat SiC***

## **2. Bruit BF des Transistors HEMT AlGaN/GaN sur substrat SiC**

### **2.1. Motivations de l'étude**

#### **2.1.1. Intérêts de la mesure du bruit BF**

L'étude du bruit Basse Fréquence (bruit BF) autorise une investigation électrique fine et non destructive des composants électroniques. Un spectre de bruit peut-être composé d'une ou de plusieurs sources de bruit : ainsi en corrélant l'évolution des sources avec les conditions de polarisation du transistor, ou encore en fonction de la température à laquelle est porté le dispositif, il est possible d'étudier la qualité de fabrication d'un composant, ou son aptitude pour la réalisation de circuits faible bruit. Après différents types de contraintes (électriques [1] ou thermiques) appliqués aux composants caractérisés, il est envisageable de relier les signatures électriques à certains phénomènes physiques permettant l'observation de mécanismes de défaillances intrinsèques au transistor. Enfin, la localisation de ces mécanismes de bruit se fait notamment en utilisant plusieurs géométries de composants.

Ce chapitre est dédié à l'étude de composants épitaxiés sur un substrat de Carbure de Silicium (SiC). L'objectif est de comprendre la composition des spectres de bruit BF, afin d'extraire des informations en vue de l'amélioration technologique des transistors, mais également pour déterminer les conditions de polarisation et les dimensions optimales du composant pour des applications du type oscillateur à faible bruit de phase.

Après une présentation de la composition des spectres de bruit BF, ce chapitre exposera la méthode d'extraction analytique des sources de bruit développée. Cette méthodologie d'extraction des paramètres des composantes de spectre de bruit BF a été mise au point, pour analyser les spectres mesurés sous différentes conditions de polarisation et sous différentes contraintes thermiques appliquées au composant.

Dans la dernière partie du chapitre, des mesures de bruit de phase résiduel et de bruit linéaire aux fréquences micro-ondes viennent compléter la caractérisation en bruit, pour valider le potentiel faible bruit de la filière Nitrure de Gallium.

### 2.1.2. Présentation d'un spectre de bruit BF

Nous présentons dans ce paragraphe, les sources de bruit susceptibles d'être rencontrées dans un transistor, et leurs signatures spectrales. Une trace de bruit BF (Figure 2.1) est constituée de différentes composantes de bruit. Elle se décline sous la forme :

- d'une composante de bruit en  $1/f$  (Cf Chapitre 1 Paragraphe 1.2.2),
- de source de bruit de génération recombinaison (GR) ou encore appelé Lorentzien (Cf Chapitre 1 Paragraphe 1.2.2 : l'équation [I.8] peut alors être réécrite comme indiqué dans [II.1]),
- d'un plancher de bruit ou bruit blanc.

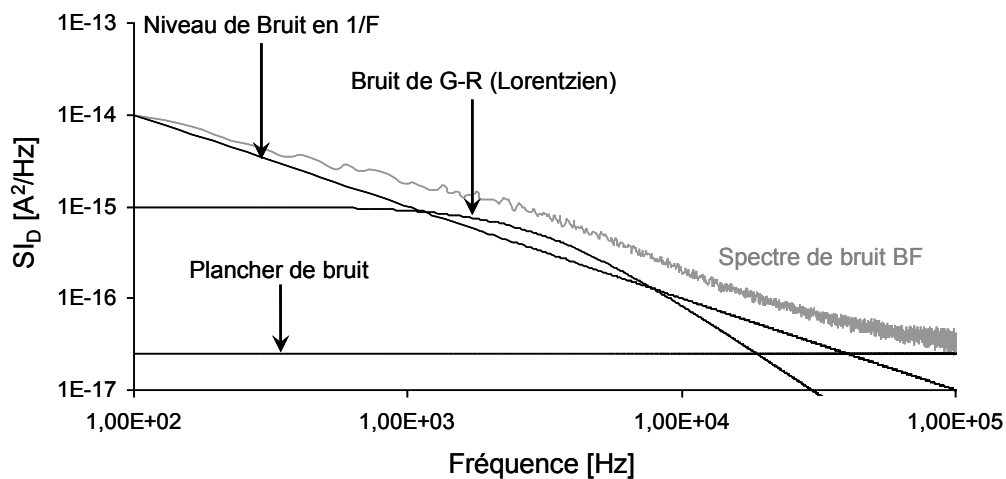


Fig 2.1 Présentation d'un spectre de bruit élémentaire.

La figure 2.2 représente quant à elle l'exemple d'un spectre analytique composé de plusieurs Lorentzien. Il peut-être traduit par la relation mathématique suivante :

$B$  représente l'amplitude de la valeur du bruit en  $1/f$ ,

$\gamma$  représente la valeur de la pente du bruit en  $1/f$  (pour la figure 2.2  $\alpha=1$ ),

$K_i$  est l'amplitude du centre de génération recombinaison «  $i$  »,

$f_{c_i}$  est la fréquence de coupure du centre de génération recombinaison «  $i$  ».



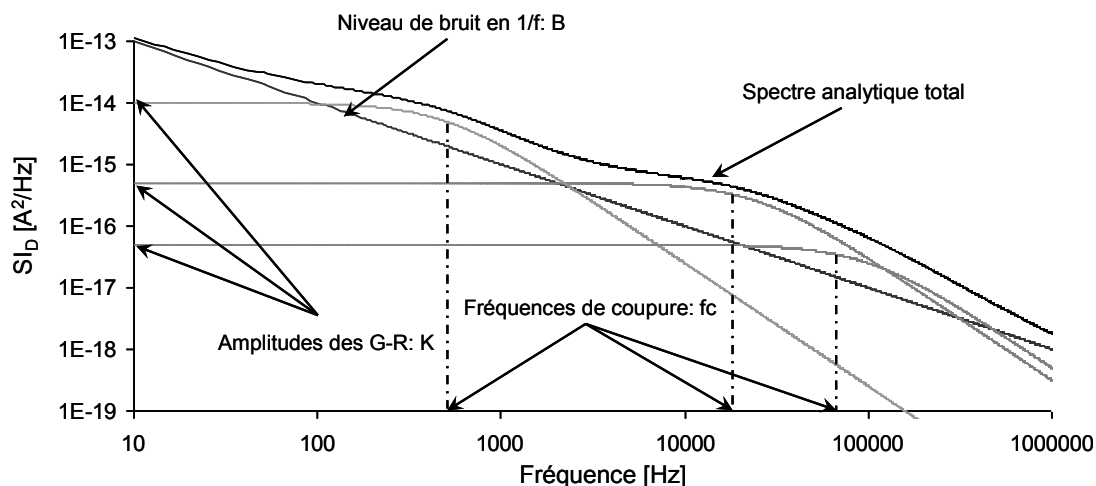


Fig 2.2 Reconstitution analytique d'un spectre.

L'extraction du nombre de centres de génération recombinaison (centres de G-R) d'un spectre complexe permet de séparer les contributions en bruit des défauts cristallins de la structure étudiée. De plus, la répétitivité d'une extraction mathématique et la quantification de l'erreur commise (i.e. la définition d'un critère d'exactitude) autorisent une étude fiable de l'évolution des centres G-R en fonction de la polarisation ou d'un paramètre quelconque de contrainte pour des études de robustesse.

Enfin, l'évolution de l'amplitude du bruit en  $1/f$  pendant les différentes études nous renseigne sur l'état de l'interface AlGaIn/GaN ou des résistances d'accès et de contact dans notre cas (et selon la polarisation appliquée).

Le paragraphe suivant va donc expliquer et valider la méthode d'extraction mise en oeuvre.

## 2.2. *Outil d'extraction mathématique*

### 2.2.1. Les méthodes mathématiques

De nombreuses méthodes mathématiques ont été explorées avant de converger vers la méthode de calcul robuste retenue par la suite. Nous allons présenter les 2 principes testés et le mode d'approximation retenu.

#### Démarche :

La mise en oeuvre d'une technique d'extraction est tout d'abord appliquée à un spectre analytique dont nous maîtrisons les paramètres de sources de bruit (nombre de centres de G-

R, amplitude, fréquence de coupure, niveau du bruit en  $1/f$ , plancher). Ce spectre mathématique est ensuite bruité pour traduire les fluctuations de la mesure. Ce « bruitage » est réalisé à partir d'une fonction aléatoire Gaussienne (Figure 2.1). Ainsi les caractéristiques statistiques de la simulation de spectre de bruit sont conformes à sa description (Cf Chapitre 1 Paragraphe 1.2.1). Le niveau d'enveloppe de bruit peut varier pour traduire l'effet de moyennage instruit pour la mesure à l'analyseur de spectre. Nous pouvons également réaliser une partition du bruit par bandes de fréquences, reflétant les raccords de bandes effectués lors d'une mesure large bande (Figure 2.3).

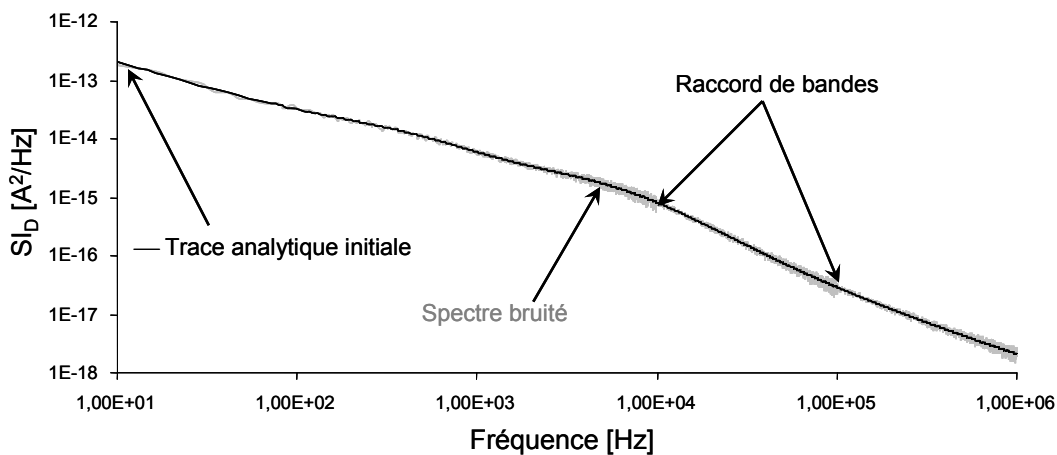


Fig 2.3 Simulation d'un spectre de bruit avec raccord de bandes.

#### Méthode de la « dérivée » :

Un spectre de mesure de bruit large bande est constitué d'un nombre important de mesures et de moyennages successifs de manière à améliorer la représentation fréquentielle (abscisses Figure 2.3) ainsi que la précision de la mesure de la densité spectrale de courant (ordonnées Figure 2.3).

La méthode de calcul doit être rapide pour évaluer le nombre de centres de G-R et les paramètres  $B$ ,  $K_1$ ,  $f_{c1}$ , ..., de l'expression [II.1].

En multipliant le spectre mesuré par la fréquence, nous obtenons le spectre de la figure 2.4. Cette représentation permet d'obtenir des niveaux de puissances équivalents de la basse à la haute fréquence sur la fenêtre de mesure. Ceci est important pour que le calcul des paramètres du spectre ne soit pas erroné par un facteur d'échelle. En conservant une représentation telle que sur la figure 2.2, les amplitudes des centres de G-R ne seront pas correctement évaluées (surtout vers les hautes fréquences, poids faible).

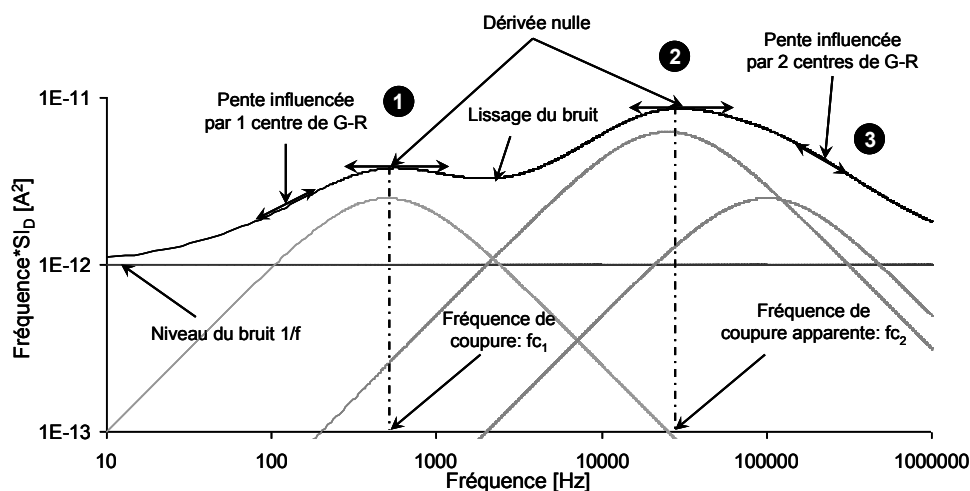


Fig 2.4 Spectre mathématique multiplié par la fréquence.

Le spectre normalisé en fréquences (Fréquence\*  $SI_D$ ) permet d'apprécier les niveaux relatif des composantes de bruit : le premier centre de G-R **1** de la figure 2.4 n'est pas influencé de manière sensible lors du calcul (erreur <6% par rapport à la valeur initiale), tandis que le second et troisième centre de G-R en bande haute ont des fréquences de coupure proches et leurs paramètres sont plus sensibles à l'espacement existant entre les deux fréquences de coupures et aux poids relatif de leurs amplitudes. Le deuxième centre de G-R est déterminé par rapport à la dérivée nulle **2**. Ensuite les paramètres du troisième G-R sont déterminés à partir de la pente **3** de la figure 2.4. En revanche, la faible amplitude du troisième G-R peut-être rapidement problématique pour l'extraction des paramètres ( $fc_3$ ,  $K_3$ ).

La technique mathématique fait usage d'une procédure de lissage du bruit par un polynôme glissant afin de calculer les dérivées numériques et les pentes après s'être affranchi du bruit. L'erreur entre le lissage et la valeur mathématique du spectre a été étalonnée et considérée comme négligeable. Pour déterminer le nombre de centres de G-R qui constitue le spectre, nous utilisons la pente du bruit en  $1/f^\gamma$  qui devra être égale à :  $\gamma=1$  comme critère de sortie.

Cette méthode, facilement exploitable avec un ou deux GR, se complique à partir de trois centres de G-R. L'exactitude permettant l'exploitation des valeurs extraites n'est plus garantie.

Méthode par linéarisation :

L'objectif est de linéariser l'expression [II.1] pour  $n$  valeurs de centres de G-R ( II.2' et II.3' sont les expressions linéarisées respectivement de II.2 et II.3). Par une résolution de matrices, les valeurs des paramètres recherchés sont extraites. Enfin, la trace reconstituée est comparée à la trace initiale, grâce à un indicateur de taux d'erreur.

La linéarisation des équations possédant plusieurs centres de G-R (comme [II.3]) peut ensuite se faire avec une routine algorithmique en connaissant la loi de passage de [II.2'] à [II.3'].

La résolution de l'équation [II.2'] ou [II.3'] est effectuée en surdimensionnant les matrices de calcul afin de ne pas oublier la contribution d'un centre de G-R. Par les relations de passage [II.2''] ou [II.3''] on peut ensuite remonter aux valeurs des paramètres des équations [II.2] ou [II.3]. Les méthodes de résolution matricielle testées sont des méthodes itératives du type Jacobie [2].

Les résolutions des équations de bruit linéarisées ont été validées pour des spectres analytiques complexes et assurent un temps de réponse court. Cependant, la dispersion existante autour du spectre analytique constitutif du spectre de mesure fait diverger cette méthode de résolution. Les inversions des matrices lors de l'utilisation des algorithmes de résolution ne sont pas robustes à la dispersion naturelle de la mesure.

Méthode basée sur la résolution d'équations non linéaires :

La méthode d'approximation mathématique retenue est basée sur la méthode de résolution d'équations non linéaires. Cette technique est entièrement itérative et nécessite des conditions de départ afin de converger vers la solution finale. Notre objectif est de converger quel que soit le choix des conditions initiales. Pour cela, nous cherchons à minimiser une « équation coût ». L'équation coût arrêtée est du type fonction RMS (Root Mean Square) et utilise des expressions du type [II.1] multipliées par la fréquence comme le préconise le graphique 2.4.

La figure 2.5 présente l'idée de la méthode de résolution.

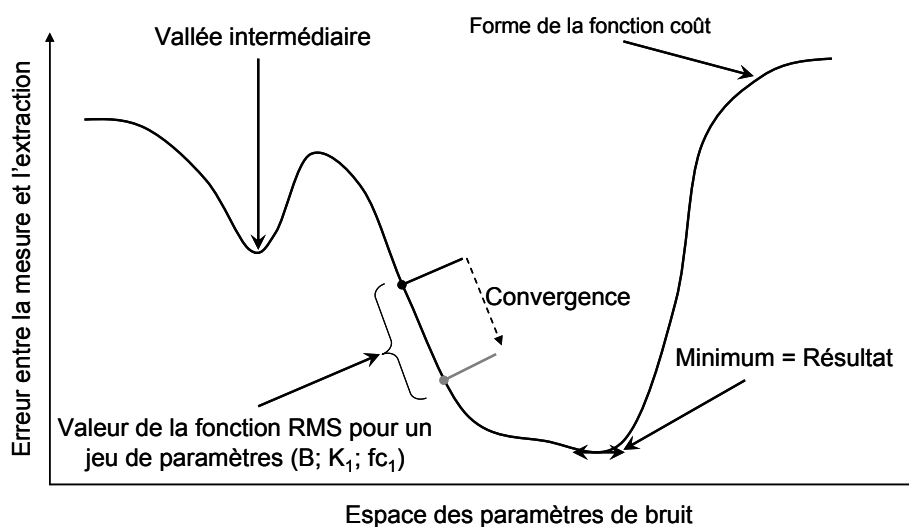


Fig 2.5 Représentation d'une fonction coût et de la convergence du calcul.

Le choix des paramètres initiaux se fait dans l'espace rattaché aux paramètres de bruit. Le balayage de l'espace des solutions est réalisé par translation, symétrie, homothétie et fonctions de comparaison sur le critère de minimisation de la fonction coût. Le temps de calcul est plus long au bénéfice de la convergence de la méthode quel que soit le moyennage de la mesure, ou les conditions initiales. De plus, les vallées de solutions intermédiaires peuvent être généralement évitées avec ce type de résolution.

L'avantage conséquent de cette méthode est son immunité vis-à-vis de la dispersion de la mesure autour d'une tendance mathématique recherchée.

### 2.2.2. La méthodologie d'extraction

La méthodologie d'extraction du nombre de centres de G-R d'un spectre de bruit, est basée sur l'approximation pas à pas du spectre, afin d'obtenir une trace mathématique la plus cohérente avec la mesure.

Lors de la première itération de calcul, la valeur du bruit en  $1/f$  est estimée ainsi que le centre de G-R de poids fort. Le nombre de centres de G-R de l'expression mathématique est ensuite incrémenté, jusqu'à obtenir une erreur entre la trace mathématique et la mesure entrant dans l'incertitude de la manipulation. A chaque itération, les conditions initiales sont celles de l'itération précédente, pour la valeur du niveau du bruit en  $1/f$  ainsi que les paramètres des centres de G-R déjà extraits. Alors, la nouvelle équation analytique de bruit comportant un centre de G-R supplémentaire est entièrement recalculée. Ainsi tous les paramètres de la nouvelle équation sont affinés ensemble. Un synoptique de l'extraction (figure 2.6) formalise la procédure.

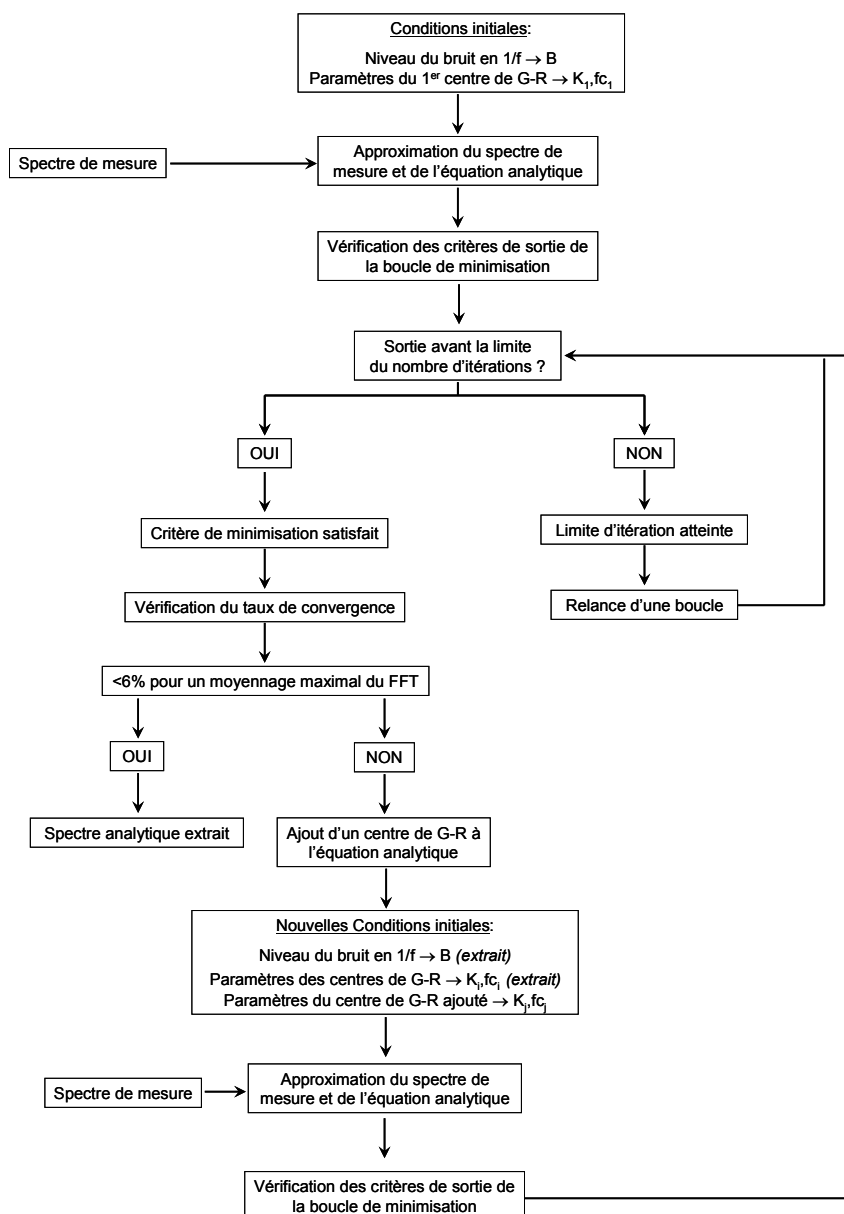


Fig 2.6 Synoptique d'extraction des paramètres de l'équation analytique de bruit.

L'extracteur réalisé et implémenté sous MatLab offre des degrés de liberté supplémentaires permettant de fixer un ou plusieurs paramètres de l'équation de bruit. Par exemple, la pente  $\gamma$  du bruit en  $1/f^\gamma$  est généralement fixée à 1 qui représente la majeure partie des cas étudiés.

### 2.2.3. Etude et validation de la méthode

La méthodologie d'extraction va tout d'abord être vérifiée sur des spectres mathématiques dont les propriétés sont initialement connues. Pour cela, des simulations de spectres mathématiques bruités sont réalisées à l'aide d'un fichier de calcul développé sous

Excel, comme illustré figure 2.3. La valeur des moyennages de la manipulation est calibrée puis transcrite dans le fichier de calcul, afin de simuler nos conditions expérimentales.

#### Choix de la valeur initiale :

La première vérification porte sur l'influence du choix des conditions initiales sur l'extraction. Pour cela, un nombre d'extractions  $n$  d'un spectre connu ont été effectuées sous  $n$  conditions initiales différentes entre elles. Les résultats obtenus proposent une répartition Gaussienne de l'extraction des paramètres (vérifié par la droite d'Henri) démontrant une maîtrise du processus de convergence. Une tolérance arbitrairement choisie à 1% a été fixée pour analyser graphiquement l'influence des conditions initiales sur la méthode. Pour exemple, les figures 2.7a et b montrent les résultats obtenus sur l'extraction de l'amplitude  $B$  du bruit en  $1/f$ , en tenant compte de la tolérance fixée.

L'analyse des graphiques ci-dessous, démontre une répartition Gaussienne autour de la valeur cible recherchée ( $B=1*10^{-13} \text{ A}^2$ ) et une amélioration du processus d'extraction lorsque le moyennage de la manipulation augmente. De plus, l'extraction est peu sensible au choix des valeurs initiales instruites dans le programme.



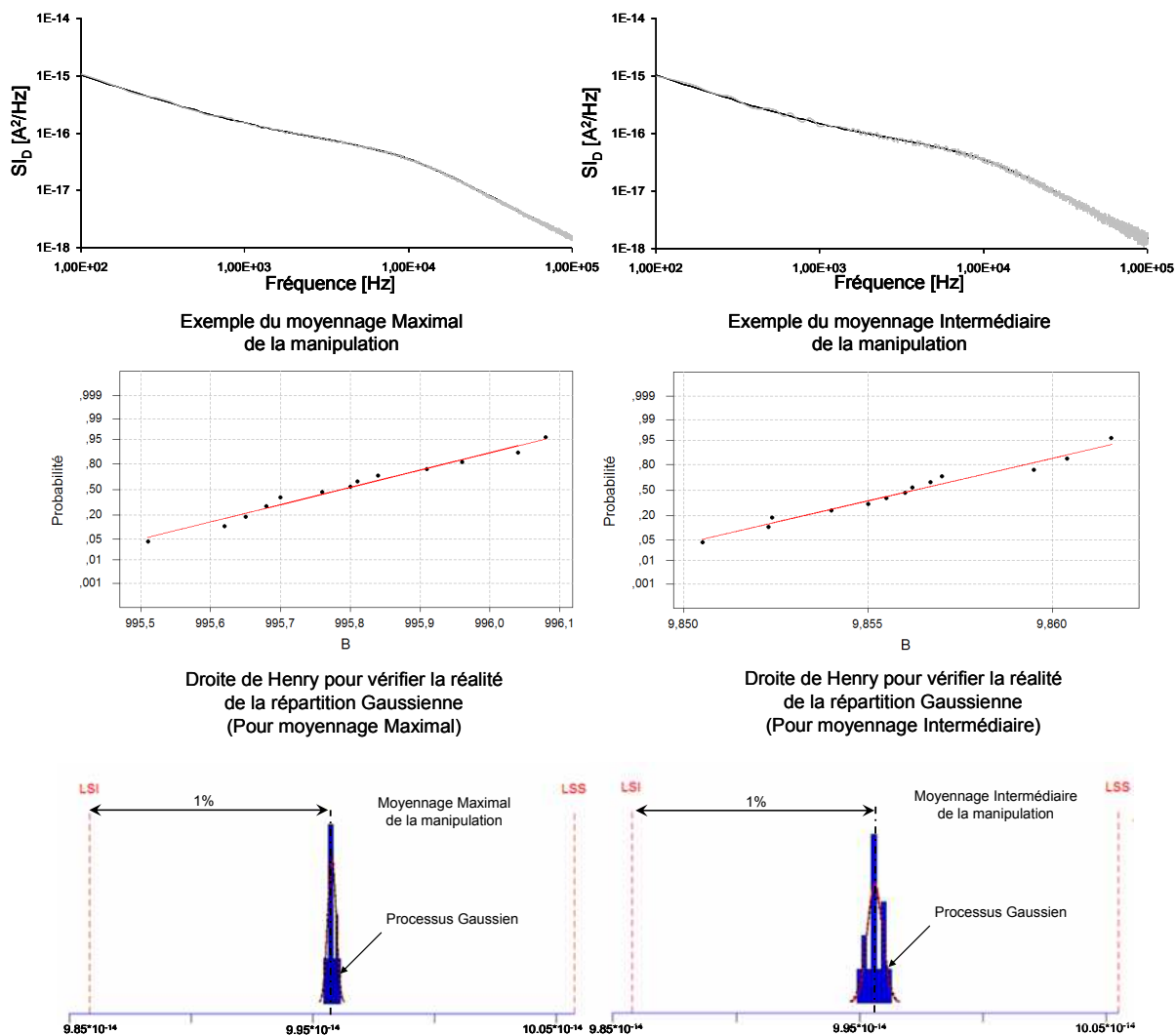


Fig 2.7a Etude de la répartition des valeurs de B pour des extractions avec différentes conditions initiales.  
(Moyennage maximal du banc)

Fig 2.7b Etude de la répartition des valeurs de B pour des extractions avec différentes conditions initiales.  
(Moyennage intermédiaire du banc)

Choix du moyennage de la mesure :

Le même travail a été effectué pour n valeurs de bruit autour de la même trace mathématique et cela pour les deux conditions de moyennage (maximal et intermédiaire). Cela permet de simuler une reprise de mesure dans des conditions similaires pour le dispositif. La figure 2.8 expose les résultats avec une tolérance de 5% rattachée à la précision du banc de mesure.

On peut remarquer sur la figure ci-dessous, la forte influence du moyennage de la manipulation sur la répartition des valeurs extraites. Malgré tout, la répartition reste

Gaussienne et centrée autour de la valeur cible. Avec la tolérance réaliste de 5% pour ce type de mesure, le processus d'extraction est maîtrisé.

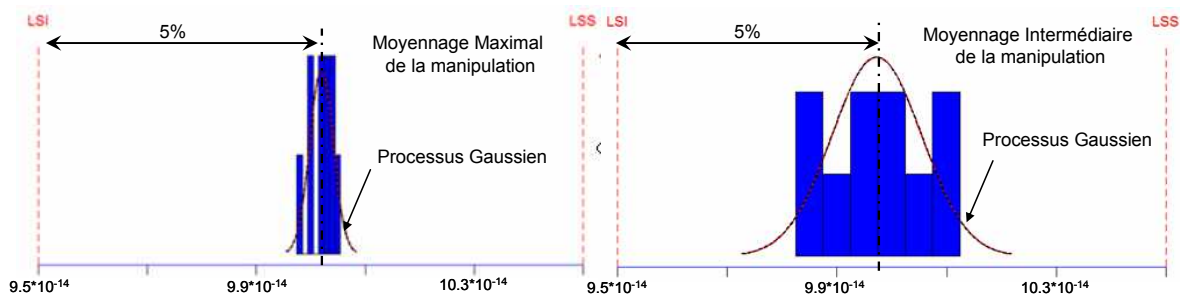


Fig 2.8 Simulation d'extraction de B pour différentes valeurs de bruit et de moyennage.

Nombre de centres de G-R par décade :

L'objectif est de déterminer le nombre de centre de G-R par décade que l'on peut extraire en fonction du moyennage de la manipulation. Pour cela des tests ont été effectués jusqu'à que l'extracteur ne puisse plus discriminer correctement les centres de G-R les uns des autres. La figure 2.9 représente le comportement de l'extracteur quant à son aptitude à extraire les centres de G-R (normalisé par décade) lorsque le moyennage de la manipulation augmente.

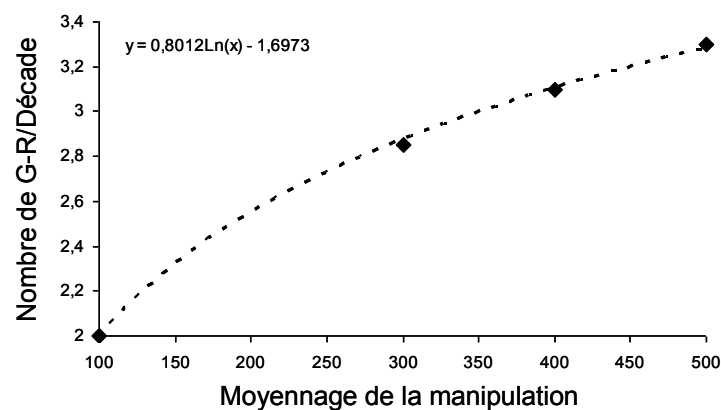


Fig 2.9 Densité de centres de G-R extrait par la méthode en fonction du moyennage.

Pour un moyennage maximal de 500, il n'est pas envisageable d'extraire plus de 3 centres de G-R par décade. Sur 5 décades (bande généralement explorée de 10 Hz à 1 MHz) une dizaine de centre de G-R peuvent être extraits du spectre. Effectivement la perte d'information en bord de bande, réduit le nombre de G-R théoriques que l'ont peut extraire.

### Définition d'un intervalle de confiance pour l'extraction de B:

Un graphique a été établi pour estimer l'écart entre l'extraction réalisée de la valeur de B et sa valeur initiale, en fonction de la densité de centres de G-R dans une décade et en fonction de la valeur du moyennage de la manipulation. La figure 2.10 représente les demi-tolérances obtenues, après n répétitions d'extraction dans chaque configuration de densité de G-R et de moyennage.

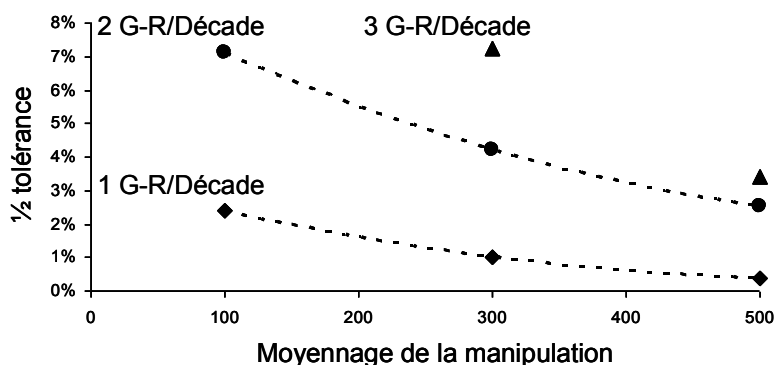


Fig 2.10 Représentation de la  $\frac{1}{2}$  incertitude en fonction du moyennage

▲ 3GR/Décade ; ● 2GR/Décade ; ■ 1GR/Décade.

Pour un moyennage maximal (500), l'erreur commise reste comprise dans l'incertitude du banc même pour le cas le plus défavorable de trois centres de G-R par décade.

### Défectivité des centres de G-R :

Pour un centre de G-R seul dans une décade de fréquence, l'évaluation de ses paramètres reste précise avec une  $\frac{1}{2}$  tolérance inférieure à 1% pour le moyennage maximal de la manipulation (seul à être considéré par la suite pour les extractions) et pour une amplitude légèrement inférieure à la décade par rapport au niveau B de bruit en  $1/f$ .

Pour une densité de centre de G-R de 3G-R/Décade, l'extraction du centre de poids fort est peu perturbée par la présence de centres de G-R d'amplitudes plus faibles. La  $\frac{1}{2}$  tolérance reste inférieure à 1% sur la valeur de ses paramètres. En revanche, une incertitude plus importante existe sur les centres de G-R de poids faibles. Lorsque la contribution du centre de G-R est inférieure en amplitude à la décade par rapport au niveau de bruit B, une erreur supérieure à 10% est constatée sur la valeur des paramètres. Cela peut donc être considéré comme la limite d'extraction.

Désormais après calibrage, notre procédure d'extraction peut être utilisée pour quantifier les erreurs commises sur les paramètres extraits, en fonction de la complexité du spectre (G-R/Décade), et du moyennage de la mesure utilisée pour connaître le degré de confiance des paramètres de bruit extrait des mesures.

### **2.3. Etude du bruit BF de HEMT sur substrat SiC**

Ce paragraphe est dédié à l'étude en bruit basse fréquence de transistors HEMT AlGaIn/GaN épitaxiés sur substrat carbure de silicium (SiC). Nous allons chercher à comprendre le comportement en bruit des transistors, ainsi que l'origine des différents phénomènes observés.

L'intérêt du substrat SiC réside dans un désaccord de maille faible avec le GaN (Cf Chapitre 1 Paragraphe 1.1.1.b) par rapport aux substrats Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> et Si. De plus, la conductivité thermique du carbure de silicium est plus élevée que pour le saphir ou le silicium, cela favorisant l'évacuation calorifique du transistor.

#### **2.3.1. Etude en régime Ohmique**

L'étude du bruit basse fréquence en régime ohmique renseigne sur la qualité du cristal et des contacts d'un composant à effet de champ. En fonction des conditions de polarisation du transistor, on peut étudier deux régions distinctes qui sont les résistances de contacts et d'accès, ou le canal du composant. La technique utilisée est la technique de Péransin et *al* [3] présentée au chapitre 1. Cette technique est basée sur l'évolution de l'amplitude de la composante de bruit en 1/f.

##### **2.3.1.a. Extraction des composantes de bruit**

Les composants épitaxiés sur substrat SiC présentent un spectre de bruit BF composé de différents centres de G-R. L'étude de Péransin nécessite d'extraire de manière précise la contribution du bruit en 1/f. L'extraction de ces centres de G-R permet d'obtenir de plus amples informations sur les défauts présents dans la structure étudiée.

La figure 2.11 représente la composition de la mesure du bruit BF en régime ohmique.

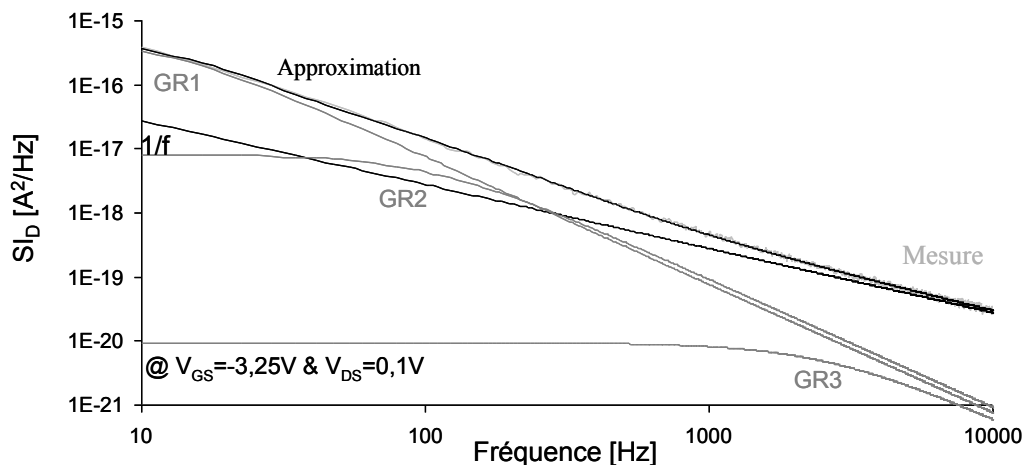


Fig 2.11 Spectre de bruit BF en régime ohmique  
HEMT AlGaIn/GaN  $0.15 \times 2 \times 50 \mu\text{m}^2$

Le spectre représenté sur la figure 2.11, est formé de trois centres de G-R venant masquer partiellement le niveau de bruit en  $1/f$  dans la fenêtre de mesure concernée.

La même extraction a été réalisée pour d'autres points de repos en régime ohmique. La figure 2.12 représente le niveau de bruit extrait en fonction de la tension de commande  $V_{GS}$ , avant et après extraction de la contribution des centres de G-R.

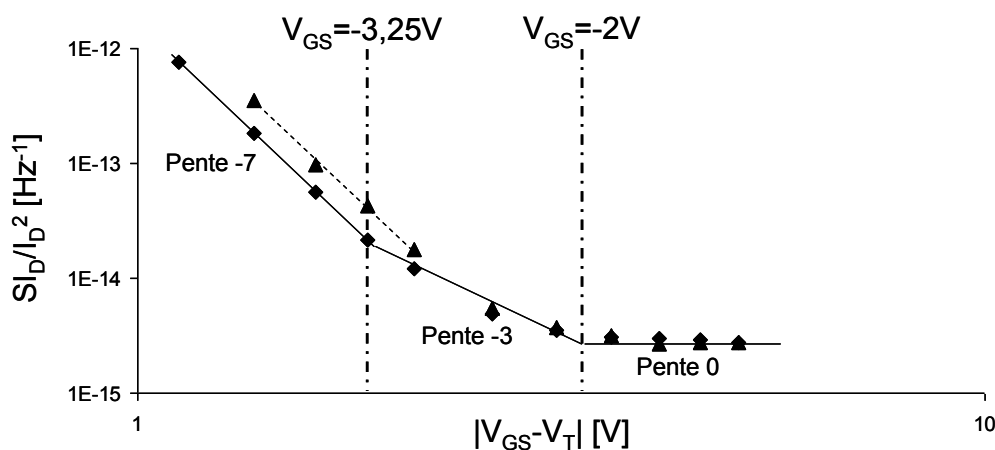


Fig 2.12 Représentation de Peransin du HEMT AlGaIn/GaN  $0.15 \times 2 \times 50 \mu\text{m}^2$  à 1kHz

▲ Mesures avant extraction ; ◆ Mesures après extraction

Le plateau (pente 0) représente un mode de fonctionnement pour lequel le bruit et la résistance prépondérants sont ceux des résistances d'accès et de contact. Dans ce cas la densité spectrale relative de bruit en courant de drain ( $S_{I_D}/I_D^2$ ) ne varie pas avec la commande  $V_{GS}$ .

La régression avec une pente de -3 représente le mode de fonctionnement mixte : le bruit est essentiellement localisé dans le canal, alors que la résistance totale est celle des résistances d'accès et de contact. L'utilisation de la procédure d'extraction mathématique permet d'extraire de manière plus précise la composante en  $1/f$  du spectre total, mais le comportement général des pentes n'est pas affecté. La pente de -7 observée figure 2.12 n'est pas modifiée après l'extraction des centres de G-R présents dans la bande de mesure.

Deux hypothèses peuvent être avancées :

1) Des pentes inférieures à -3 ont déjà été observées dans la littérature [4]. Elles sont attribuées à une variation de la mobilité des porteurs de charges en fonction de la tension de commande  $V_{GS}$  du transistor. Par l'intermédiaire de mesures de magnéto-transconductance (évaluation de la mobilité interne du transistor en fonction de la tension de commande de grille) un facteur de pente est extrait permettant ensuite de traduire des pentes inférieure à -3 comme cela a été identifié dans une étude de Péransin *et al.*

Dans le cas où la mobilité  $\mu$  n'est pas constante avec la tension de commande  $V_{GS}$ , elle répond à l'équation  $\mu = \mu_0 (n_s/n_{s0})^k$ . La mobilité est donc proportionnelle à  $\mu \propto n_s^k \propto V_G^{*k}$ , où  $V_G^*$  représente la tension de grille effective  $V_G^* = |V_{GS} - V_T|$ .

Lorsque la résistance prépondérante est celle des résistances séries et de contact, et que le bruit est principalement localisé dans le canal, alors nous obtenons que la densité spectrale de bruit  $S_R$  de la résistance est proportionnelle à  $V_G^*$ . Cette densité de bruit peut être calculée à partir de la mesure du bruit en courant de drain  $I_D$  normalisé par la relation suivante :

Avec  $R_T$  qui représente la résistance en régime ohmique du composant et  $R_S$  la résistance d'accès du composant évaluée dans le chapitre 1.

La représentation graphique du bruit en valeur naturelle (figure 2.13  $S_{RCH}$ ) met alors en évidence une pente de -9 sur la zone de polarisation donnant lieu à la pente de -7 de la représentation en valeur absolue  $S_{ID}/I_D^2$  de la figure 2.12. Sachant que  $S_R \propto V_G^{* -3(1+k)}$  pour cette zone de fonctionnement, nous obtenons une valeur  $k=2$ . Ceci est cohérent avec des valeurs  $1.1 < k < 2$  observées pour des gaz 2DEG.

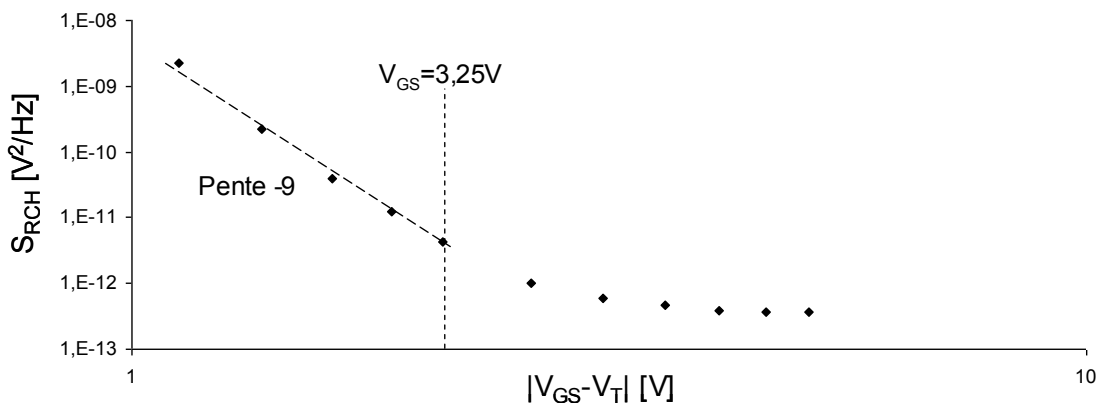


Fig 2.13 Densité de bruit de la résistance de canal du HEMT AlGaIn/GaN  
 $0.15 \times 2 \times 50 \mu\text{m}^2$  à 1kHz

2) Dans le cas de notre étude, une autre hypothèse peut être avancée : des centres de G-R sont identifiés dans la fenêtre spectrale de nos mesures de bruit BF. De plus, des G-Rs sont relevés à plus haute fréquence aux alentours de 500 MHz sur des composants identiques, comme illustré sur la figure 2.24 issue des travaux de Dambrine (mesures IEMN, contrat ANDRO également). D'autres travaux font également état de centres de G-R à 100 MHz [10]. Il est possible que notre extraction de la contribution de la source de bruit en  $1/f$  soit également affectée par la présence d'un ou plusieurs centres de G-R en dehors de notre bande de mesure. Seule l'amplitude est alors importante, étant donné que la fréquence de coupure de ce centre de GR est supérieure à notre bande de mesure : la figure 2.14 illustre l'incidence d'un centre de GR hors bande de mesure sur la qualité d'extraction de la source de bruit en  $1/f$ .

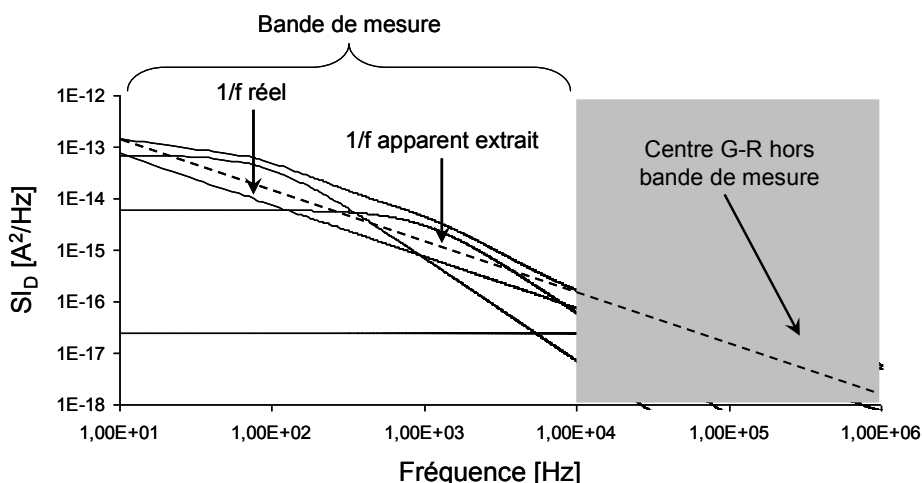


Fig 2.14 Représentation d'une bande de mesure ne permettant pas d'extraire la véritable amplitude B du bruit en  $1/f$ .

Le niveau de bruit B extrait peut donc être lié à la loi de variation d'amplitude du centre de G-R ( $S_{R-GR}$ ) hors bande, en fonction de la polarisation.

La figure 2.15 représente la dépendance des l'amplitudes ( $K_1, K_2, K_3$ ) des centres de G-R identifiés dans la gamme de fréquence expérimentale, et extraits (figure 2.11) en fonction de la tension de commande  $V_G^*$ .

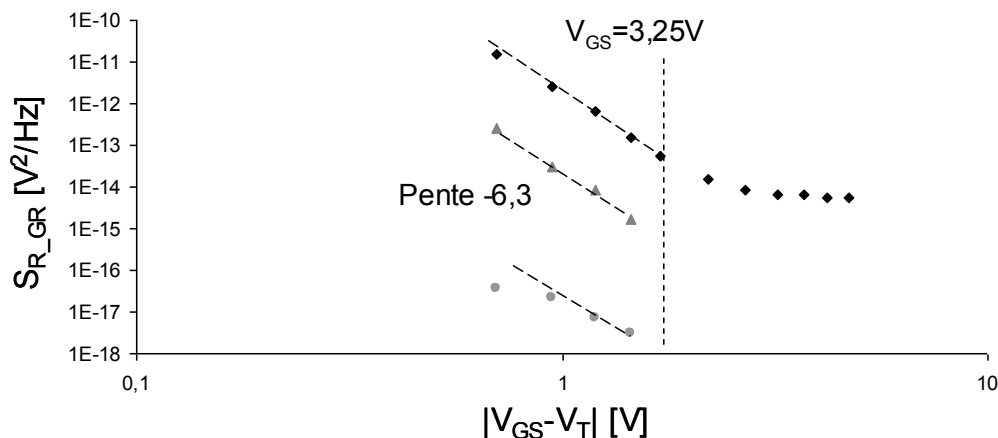


Fig 2.15 Evolution de l'amplitude du bruit des centres de G-R en fonction de  $V_G^*$

- ◆ Amplitude du 1<sup>er</sup> GR à 10 Hz ; ▲ Amplitude du 2<sup>ème</sup> GR à 110 Hz
- Amplitude du 3<sup>ème</sup> GR à 2 KHz

Dans notre cas, ces centres de G-R dans la bande de mesure (cf. figure 2.14) sont extraits avec une bonne précision, et on peut ainsi connaître l'évolution des amplitudes en fonction de la polarisation  $V_G^*$  : la loi de variation de la figure 2.14 indique une pente de -6,3 à partir d'une tension de grille  $V_{GS} < -3.25$  V. Cette tension se trouve être identique à la tension à partir de laquelle une pente de -9 est relevée sur la figure 2.13 de la densité spectrale de bruit  $S_{Rch}$ .

Théoriquement la densité de bruit de centre de GR est proportionnelle au rapport de la densité de piège sur le nombre de porteur au carré. Le bruit des centres de GR est aussi dépendant de  $V_G^*$  selon la relation suivante :

Ayant évalué une valeur de  $k=2$ , nous obtenons ici une valeur de pente de -7 en utilisant l'équation ci-dessus. La pente issue des mesures (figure 2.15) est évaluée à -6,3.



L'hypothèse de la dépendance de la mobilité  $\mu$  avec la tension de grille effective  $V_G^*$  concorde avec les résultats de dépendance de l'amplitude des GR avec cette même tension.

### **2.3.1.b. Résultats de l'étude du régime ohmique**

Lorsque la tension de commande  $V_{GS}$  est proche de 0 V (à faible  $V_{DS}$ ), le niveau de bruit permet d'évaluer la qualité des contacts ohmiques du transistor. En comparaison avec les niveaux mesurés des transistors épitaxiés sur substrat saphir ( $Al_2O_3$ ) et silicium (Si) (Cf Chapitre 1 Paragraphe 1.2.4.b), la maîtrise du contact ohmique apparaît supérieure garantissant de futures bonnes performances en bruit, ainsi qu'une robustesse accrue du point de vue des défauts métallurgiques des contacts.

Les centres de GR en bande peuvent pénaliser les performances des dispositifs au cours du temps (évolution des centres selon l'application de contraintes), et une identification précise de ces centres est indispensable pour pouvoir résorber ces défauts, et ainsi améliorer les performances en bruit et la fiabilité des dispositifs.

### **2.3.2. Etude en régime Saturé**

Un transistor utilisé pour une application d'amplification (régime linéaire) ou d'oscillation (régime non linéaire) est polarisé dans sa zone saturée. L'étude du bruit basse fréquence dans ce mode opérationnel renseigne sur le comportement en bruit du composant lors de la réalisation de futurs circuits. De plus, ce mode de fonctionnement permet l'étude de certains défauts du composant.

Pour cela nous étudions le comportement en bruit BF du transistor dans un premier temps à courant de drain  $I_D$  constant et tension de drain  $V_{DS}$  variable, puis dans un second temps à courant de drain  $I_D$  variable et tension de drain  $V_{DS}$  fixe.

Afin d'éviter une cartographie de polarisation du composant en bruit BF, l'approche évoquée ci-dessus permet d'obtenir des renseignements sur l'évolution du bruit BF pour n'importe quel point de repos de la zone saturée.

#### **2.3.2.a. Etude à commande de grille $V_{GS}$ constante**

La tension de grille choisie pour cette étude est de  $V_{GS}=0$  V. Le transistor est polarisé sous des tensions de drain  $V_{DS}$  variant de 6 V à 19 V.

Il est important de vérifier au préalable qu'une telle polarisation n'implique pas de contrainte thermique aboutissant à une modification de la structure du composant. Pour cela une mesure de bruit initial à bas niveau est effectuée et comparée ensuite à une mesure en fin de campagne expérimentale. Nous avons également vérifié que les caractéristiques statiques du transistor n'ont pas été altérées.

Pour un point de repos de  $V_{GS}=0$  V et  $V_{DS}=19$  V, la puissance dissipée par le transistor est importante. La température du canal du transistor augmentant, la fréquence de coupure des pièges augmentent jusqu'à disparaître de la fenêtre de mesure. On peut donc espérer obtenir une trace de bruit en  $1/f$  pur, c'est-à-dire quasiment sans aucun centre de G-R sur la bande de mesure, et un index de fréquence  $\gamma=1$ . La figure 2.16 démontre bien la présence de bruit en  $1/f$  possédant une pente de -1 pour le composant étudié.

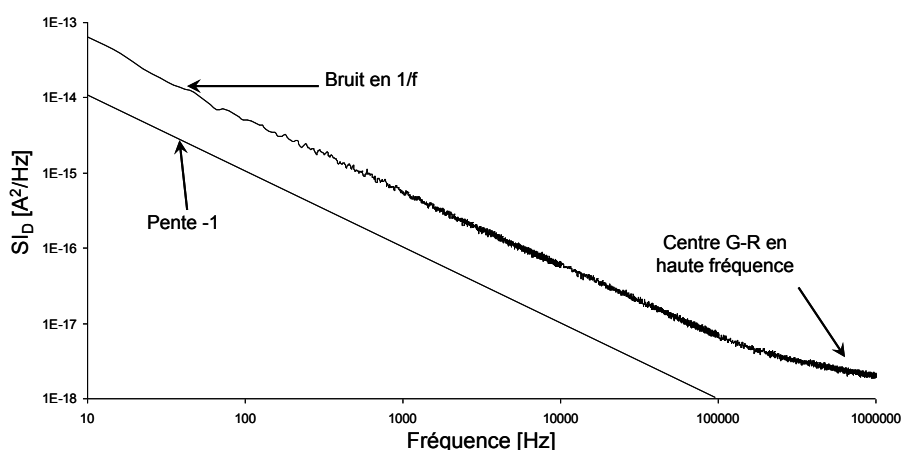


Fig 2.16 Présence de bruit en  $1/f^\gamma$  avec  $\gamma=1$ ; mesure à  $V_{GS}=0$  V et  $V_{DS}=19$  V pour un HEMT AlGaIn/GaN de  $2*75*0,25 \mu\text{m}^2$ .

Pour des polarisations plus faible niveau, ce bruit en  $1/f^\gamma$  avec  $\gamma=1$  est masqué par les centres de G-R. L'extraction du bruit en  $1/f^\gamma$  peut alors se faire en fixant l'index de fréquence  $\gamma$  à 1. La figure 2.17 montre une extraction pour une tension de drain de  $V_{DS}=12$  V.

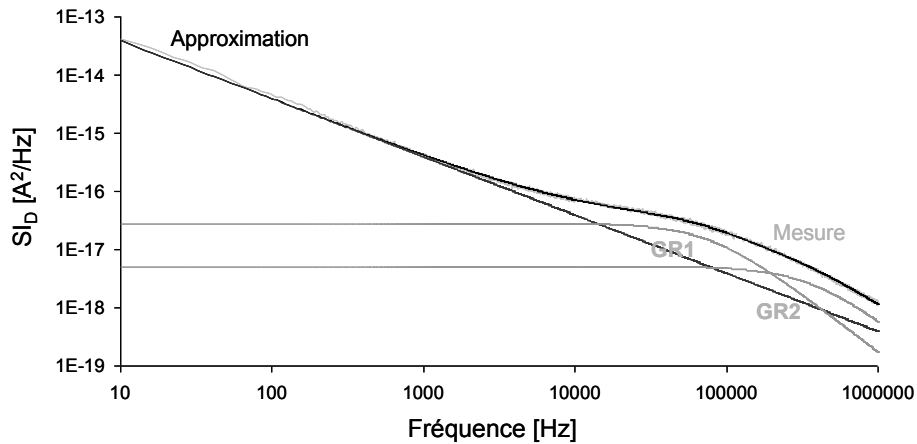


Fig 2.17 Composition d'un spectre de bruit BF pour  $V_{GS}=0$  V et  $V_{DS}=12$  V.

Le spectre de la figure 2.17 est composé de deux centres de G-R rentrant dans la fenêtre de mesure lorsque la tension de drain  $V_{DS}$  diminue, c'est-à-dire lorsque la puissance dissipée par le composant diminue. Enfin, le niveau de bruit en  $1/f$  suit une tendance décroissante quand  $V_{DS}$  diminue. La figure 2.18 récapitule l'évolution du niveau de bruit en  $1/f$  en fonction de la tension  $V_{DG}$ .

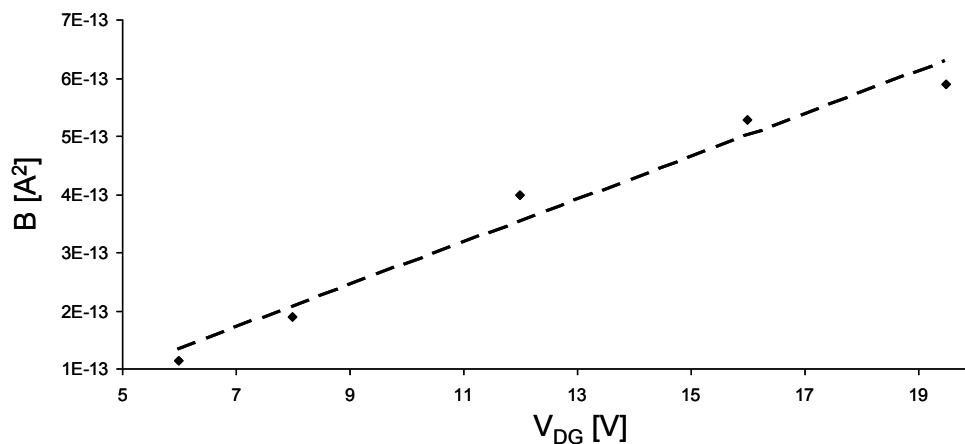


Fig 2.18 Evolution du niveau de bruit B en  $1/f$  en fonction de  $V_{DG}$ .

La décroissance linéaire du niveau de bruit en  $1/f$  est liée à l'extension de la zone de charge espace sous la grille du composant. Lors de travaux précédents, la source de bruit en  $1/f$  a été localisée sous la grille du composant (études en fonction de la géométrie [7]). Ici, la défocalisation de la zone de charge espace sous l'action de la tension  $V_{DG}$  influe directement sur le niveau de bruit du composant. La faible polarisation de drain peut permettre une limitation en bruit pour une application faible bruit ultérieure.

### 2.3.2.b. Etude à tension de drain $V_{DS}$ constante

Une étude similaire à la précédente est menée en fixant la tension de drain  $V_{DS}$  à 16V. Ainsi, l'action de la commande  $V_{GS}$  sur le bruit basse fréquence peut être observée (donc la dépendance aux nombres de porteurs, i.e  $I_{DS}$ ). La figure 2.19 présente un spectre typique que l'on obtient avec les dispositifs testés.

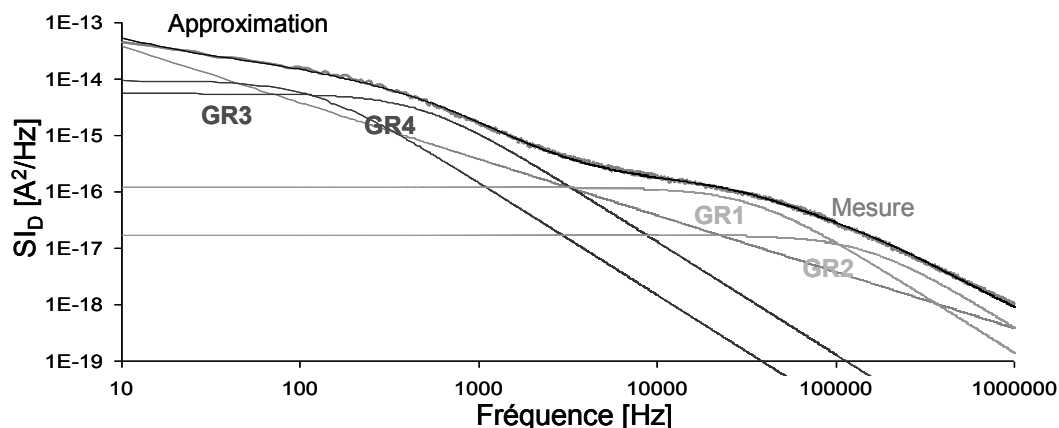


Fig 2.19 Composition du spectre de bruit BF pour  $V_{GS} = -2$  V et  $V_{DS} = 16$  V pour un HEMT AlGaIn/GaN de  $2 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$ .

Ce spectre (figure 2.19) est composé de deux groupes de centres de G-R. Le groupe lié aux hautes fréquences {GR1 & GR2} dépend de la puissance DC dissipée par le transistor comme le montre la figure 2.20. Cette figure compare l'évolution de la fréquence de coupure du premier centre de G-R du groupe {GR1 & GR2} avec la puissance DC dissipée du composant, issue de la variation de la tension de drain  $V_{DS}$  à courant de drain  $I_D$  constant ( $V_{GS} = \text{constante}$ ) et de la variation du courant de drain  $I_D$  ( $V_{GS} = \text{variable}$ ) à tension de drain  $V_{DS}$  constante.

La loi de variation est quasi identique dans les deux cas, et dépend de la puissance DC dissipée par le transistor : l'origine du phénomène peut être supposée commune pour les deux types de variation de la puissance DC appliquée entre drain et grille (tension variable et courant fixe, tension fixe et courant variable).

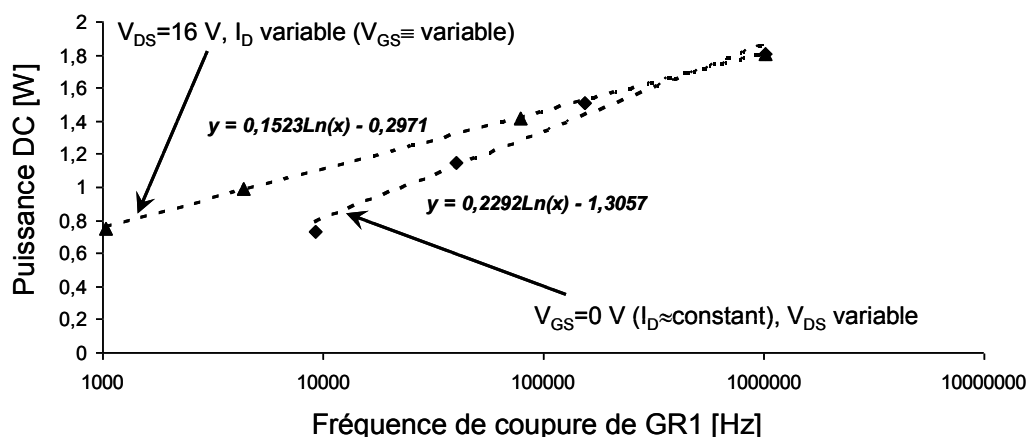


Fig 2.20 Activation des GR en puissance

▲  $V_{DS}=16\text{ V}$ ,  $I_D$  variable ( $V_{GS}\equiv$  variable) ; ♦  $V_{GS}=0\text{ V}$  ( $I_D\approx$ constant),  $V_{DS}$  variable.

Enfin, l'apparition du deuxième groupe de G-R {GR3 & GR4} ( figure 2.19) évoluant avec la valeur de la tension de grille  $V_{GS}$  pourrait être attribué à des défauts liés à l'épaisseur du gaz bidimensionnel. Effectivement lors du pincement du composant, la bande de conduction sous la grille se déplace vers le substrat, offrant un volume de GaN plus important. Le passage des électrons s'effectue davantage dans le GaN [8] (figure 2.21).

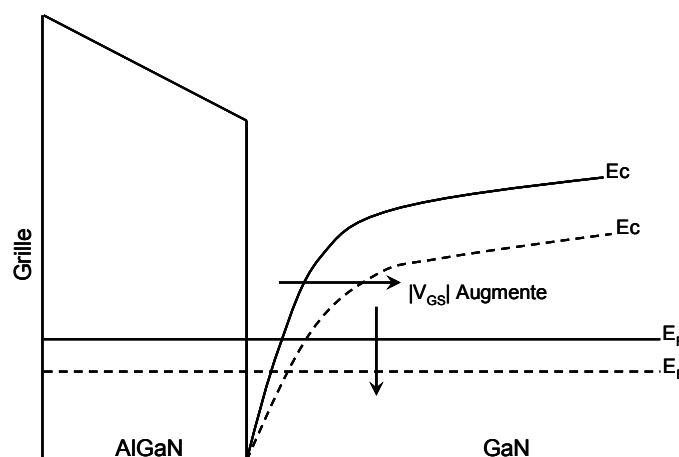


Fig 2.21 Schémas d'évolution de la bande de conduction sous la grille en fonction de  $V_{GS}$ .

Sans ces conditions, il est probable que la commande  $V_{GS}$  active des centres de G-R ({GR3 & GR4}) dans le volume du GaN.

### 2.3.2.c. Résultats de l'analyse du régime saturé

L'analyse du bruit basse fréquence en régime saturé, de 10Hz à 1MHz pour la fenêtre de mesure, autorise de suivre l'évolution des centres de G-R en fonction des conditions de polarisation du transistor. Ces centres de G-R révèlent la présence de défauts venant augmenter le niveau de bruit total de la structure.

- Un premier type de défaut est localisé à l'interface entre l'AlGaN et le GaN. Son activation est fortement liée à l'état thermique du dispositif.
- Un second type de défaut, lié au volume du GaN, est activé lorsque la tension de pincement du composant augmente et que la zone déplétée sous la grille s'étend vers le GaN.

Une analyse physique réalisée par le LPSC de Meudon à partir d'une technique de mesure SIMS (Secondary Ions Mass Spectrometry), révèle la présence de défauts à l'interphase AlGaN/GaN et dans le volume du GaN. Le marqueur permettant de révéler ces défauts est l'hydrogène qui diffuse dans la structure [9] et se fixe par affinité électronique sur les défauts structuraux. La figure 2.22 montre la répartition de la densité de défauts dans la structure vue en coupe.

La corrélation entre les deux études permet de valider l'hypothèse de la présence de défauts à l'interface AlGaN/GaN et dans le volume du GaN.

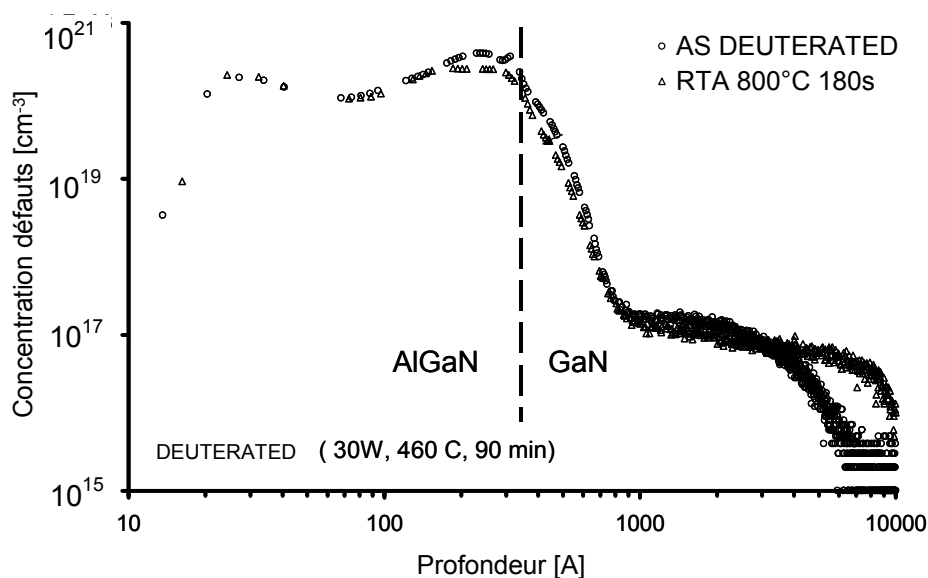


Fig 2.22 Etude SIMS LPSC Meudon, J. Mimila-Arroyo, J. Chevallier [10] ; contrat ANDRO  
Répartition des défauts à l'interface de couche AlGaN/GaN.

Enfin, l'étude de l'évolution du niveau de bruit  $B$  en  $1/f$  extrait en fonction du courant de drain  $I_D$  propose un comportement atypique (figure 2.23). Nous avons comparé la régression de  $B$  avec la régression théorique attendue. Pour cela, le calcul de la loi expérimentale de régression de  $B$  a été réalisé en fonction du courant de drain  $I_D$ , en tenant compte de l'action de la défocalisation de grille (dans les conditions  $V_{GS}$  fixe  $V_{DS}$  variable figure 2.18). Pour cela nous supposons que la zone de charge espace (ZCE) subit une régression linéaire en fonction de  $V_{DG}=V_{DS}-V_{GS}$ . La formule empirique utilisée pour le calcul est présentée ci-dessous [II.5]. La figure 2.23 représente la comparaison entre la régression attendue et celle obtenue.

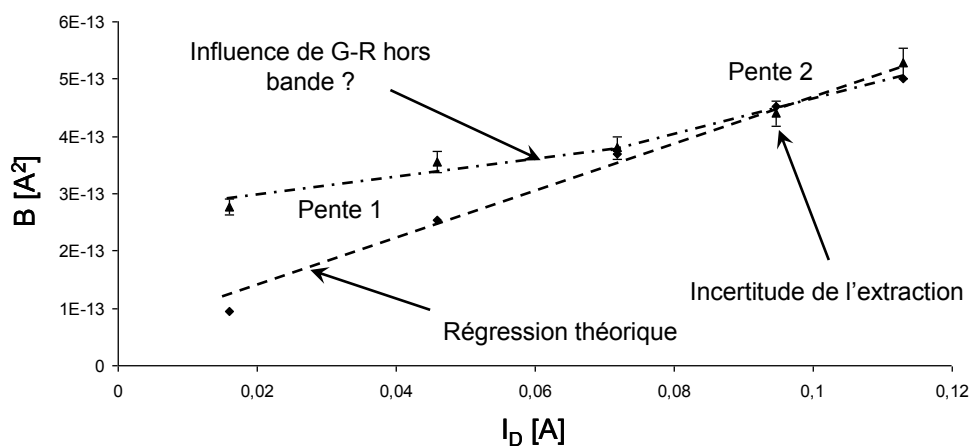


Fig 2.23 Régression du niveau de bruit en  $1/f$

▲ Extraction mathématique et incertitudes associées  $\uparrow$  ; ◆ Régression théorique.

La déviation observée sur la figure 2.23 entre la loi théorique et l'extraction, n'est pas clairement expliquée. La première pente à faible niveau est proportionnelle au courant  $I_D$ , tandis que la seconde pente est proportionnelle à sa valeur quadratique  $I_D^2$  : ces tendances peuvent être dues à plusieurs phénomènes :

-des bruit de volumes ( $I_D$ ) ou de surface ( $I_D^2$ ) pourraient être invoqués pour expliquer ce graphique.

-Une autre hypothèse pourrait être liée à la présence de pièges ou d'un continuum de pièges à haute fréquence venant influencer une fois encore le niveau de bruit en  $1/f$  apparent. Il est

probable que la présence de centres de G-R hors bande fausse l'extraction de la valeur de B en la surestimant.

-Enfin, l'hypothèse de la variation de la mobilité avec la tension de grille donne également une explication plausible à cette déviation à la courbe théorique.

La figure 2.24 montre à basse fréquence une remontée du bruit HF, identifiée comme étant des centres de G-R possédant une fréquence de coupure élevée.

La présence de centres de G-R en haute fréquence a déjà été observée dans des structures HEMT AlGaN/GaN [11]. Ils sont alors attribués entre autre, à la quantification de l'énergie des porteurs dans le puits quantique formant le gaz bidimensionnel (Cf Chapitre 1 Paragraphe 1.1.2.a).

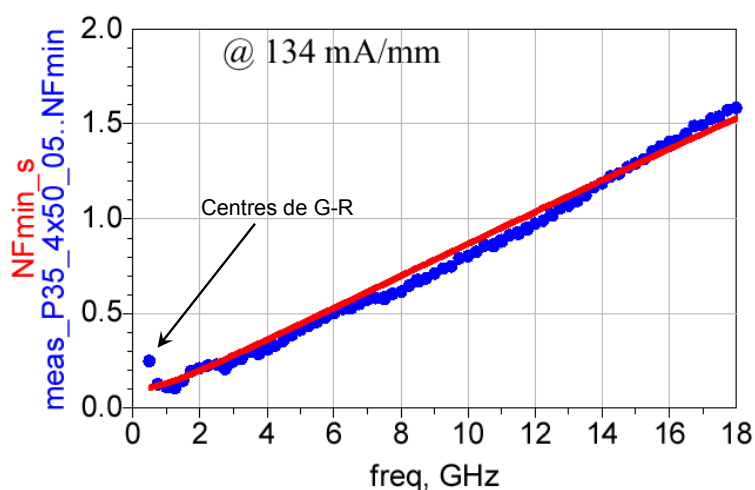


Fig 2.24 Mesure de bruit HF IEMN G. Dambrine ; contrat ANDRO.

Nous pouvons remarquer par ailleurs sur la figure ci-dessus un facteur de bruit  $NF_{\min}=0,8$  à 10 GHz.

### 2.3.3. Etude thermique, Energie d'Activation des défauts

Nous avons démontré dans le paragraphe précédent, que le couple de G-R {GR1 & GR2} des figures 2.17 et 2.19 étaient activés en puissance DC, donc probablement liés à des effets thermiques (figure 2.20).

L'étude suivante a pour objectif de caractériser au mieux le couple {GR1 & GR2} afin de déterminer leur nature et leurs énergies d'activation.



### 2.3.3.a. Energie d'activation : définition et extraction

Le bruit des centres de G-R est un processus spécifique aux matériaux semi-conducteurs, caractéristique de la qualité cristallographique du matériau. La présence d'un défaut dans un semi-conducteur se traduit par la présence d'un niveau d'énergie. Ce niveau d'énergie vient capturer et/ou libérer des électrons venant faire évoluer la mobilité des porteurs du canal. La signature électrique du défaut est de type Lorentzien, observé en bruit basse fréquence.

On montre que dans les dispositifs unipolaires, la constante de temps globale ( $\tau$ ) du processus peut s'écrire sous la forme de la somme de trois constantes de temps. L'une représentant le temps de capture de l'électron ( $\tau_c$ ), l'autre étant celle de l'émission de l'électron ( $\tau_e$ ), enfin une dernière qui est la constante de temps du piège puisque elle dépend du nombre de pièges vides ( $\tau_t$ ). Les expressions sont données ci-dessous :

De l'expression [II.6] on peut négliger la constante de temps liée au piège proprement dit lorsque la densité de pièges est négligeable devant la densité de porteurs (gaz bidimensionnel). De plus, tant que le niveau de Fermi se situe au dessus du niveau de piège, la relation finale en tenant compte de la statistique de Boltzman se traduit par :

Où  $E_C$  et  $E_t$  représentent respectivement l'énergie de la bande de conduction et de la bande du piège qui permettent d'exprimer l'énergie d'activation du piège par la relation  $E_a = E_C - E_t$ .  $V_{TH}$  représente la vitesse thermique des électrons,  $\sigma_n$  est la section efficace de capture du centre considéré (qui représente le nombre de porteurs piégés par unité de surface) et  $N_C$  la densité d'état de la bande de conduction. Cette expression implique que la constante de temps du processus de piégeage dépiégeage est fortement dépendante de la température  $T$  du cristal.

Lorsque la température du cristal varie, les expressions de la vitesse moyenne des porteurs et de la densité d'états de la bande de conduction à une température  $T$  s'écrivent ( $T_a = 290$  K):

Le temps de relaxation du processus de G-R peut ainsi s'exprimer suivant la relation :

La relation [II.10] permet d'accéder à l'énergie  $E_a$  [12] : si on étudie l'évolution de la fonction  $\text{Log}(T^2\tau)$  en fonction de  $1000/T$ , la pente de la droite représentera l'énergie d'activation cherchée et l'ordonnée à l'origine la valeur de la section efficace de la capture du piège à condition de disposer de certains paramètres physiques.

### **2.3.3.b. Energie d'activation en régime saturé**

L'énergie d'activation va être calculée pour un point de repos de  $V_{GS}=0$  V et  $V_{DS}=6$  V. Ce point, à la limite du régime ohmique et du régime saturé du composant, permet de décaler la fréquence de coupure des centres de G-R vers les basses fréquences. Ainsi, lors de l'augmentation de la température de stockage du transistor, les centres de G-R se décaleront vers les hautes fréquences (quand la température augmente le temps de piégeage dépiégeage diminue et la fréquence de coupure du piège augmente). Le point de repos choisi a l'avantage de discriminer les deux types de centre de G-R évoqués ci-dessus et permet de bénéficier de la totalité de la fenêtre de mesure du banc.

La figure 2.25 montre l'évolution de la fréquence de coupure des centres de G-R considérés (couple {GR1 & GR2} figure 2.17) en fonction de la température de stockage.

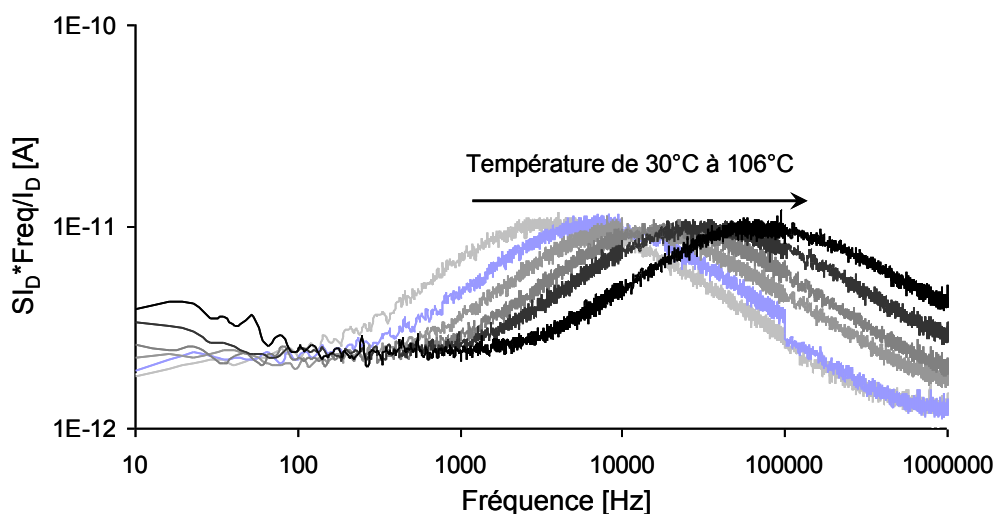


Fig 2.25 Evolution du couple {GR1 & GR2} en régime saturé en fonction de la température de stockage. (HEMT  $0.25 \times 2 \times 75 \mu\text{m}^2$ ,  $V_{DS}=6 \text{ V}$ ,  $V_{GS}=0 \text{ V}$ )

Chaque spectre de la figure 2.20 est formé de deux centres de G-R. La multiplication des spectres par la fréquence et la normalisation par rapport au courant  $I_D$ , permet de contrôler l'évolution de l'amplitude des G-R en fonction de l'évolution de la température de stockage. Ici, l'amplitude reste constante tout au long de la manipulation, cela indique que la nature des centres de G-R ne change pas, et qu'*a priori* aucun nouveau piège de nature différente n'est activé avec la température.

L'évolution de la fréquence de coupure des pièges vers les hautes fréquences est liée à la diminution du temps de piégeage dépiégeage des électrons avec l'augmentation de la température [II.10].

Le calcul de l'énergie d'activation des deux centres de G-R est réalisé à partir de la représentation d'Arrhenius (figure 2.26).

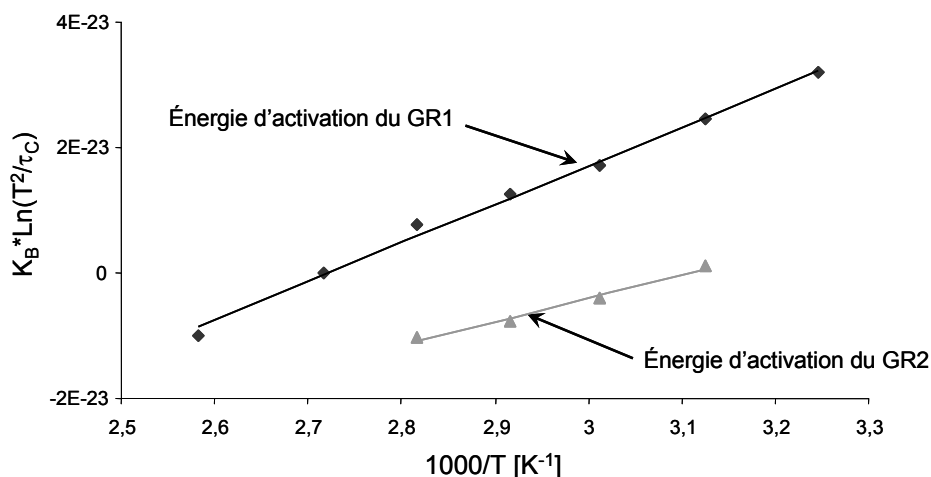


Fig 2.26 Energie d'activation en régime saturé (représentation d'Arrhenius).

L'énergie d'activation pour le GR1 est de  $E_{a1}=0,38\pm0,05$  eV et de  $E_{a2}=0,21\pm0,05$  eV pour le GR2.

### 2.3.3.c. Energie d'activation en régime ohmique

La même étude que le paragraphe précédent est effectuée en régime ohmique. La figure 2.27 montre l'évolution des centres de G-R en fonction de la température pour un point de repos de  $V_{GS}=0$  V et  $V_{DS}=3$  V.

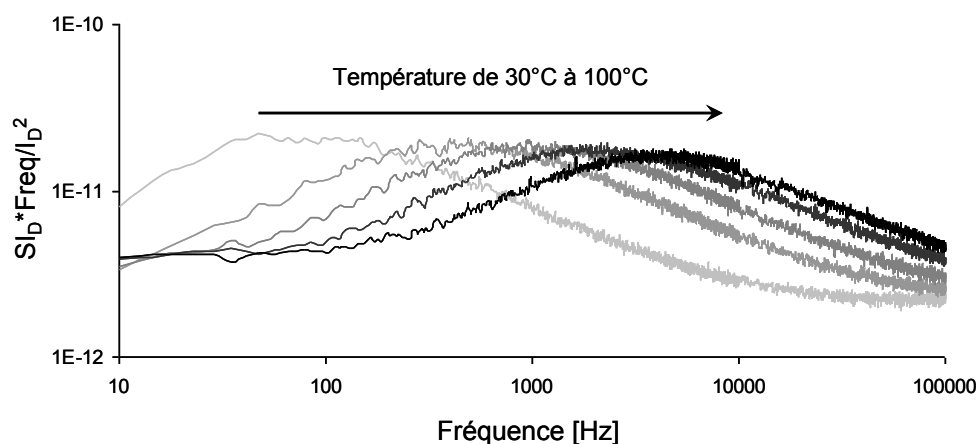


Fig 2.27 Evolution du couple {GR1 & GR2} en régime ohmique en fonction de la température de stockage. (HEMT  $0.25 \times 2 \times 75 \mu\text{m}^2$ ,  $V_{DS}=3$  V,  $V_{GS}=0$  V)

De la même façon qu'au paragraphe 2.3.3.a l'énergie d'activation est calculée grâce à la représentation d'Arrhenius (figure 2.28).

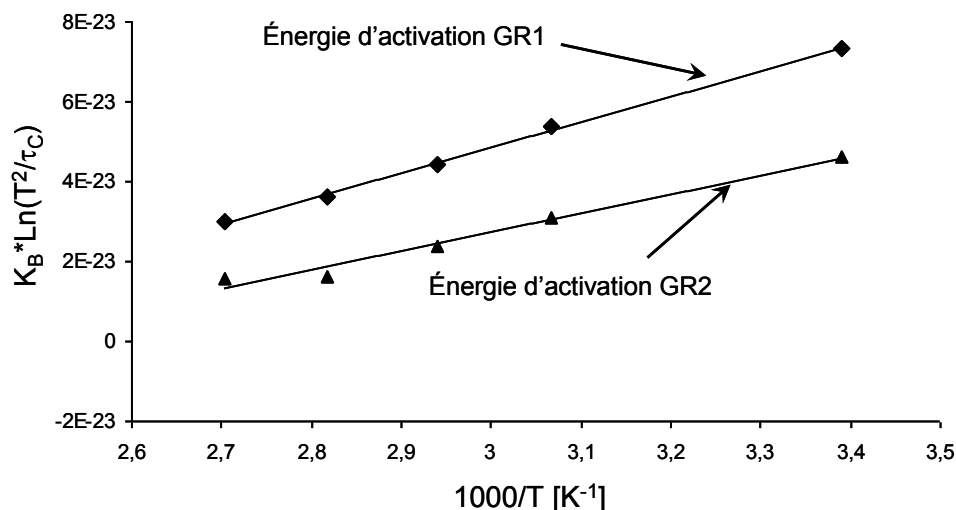


Fig 2.28 Energie d'activation en régime ohmique.

L'énergie d'activation pour le GR1 est de  $E_{a1}=0,39\pm 0,05\text{eV}$  et  $E_{a2}=0,29\pm 0,05\text{eV}$  pour le GR2.

Ces énergies sont très proches de celles observées en régime saturé, et possèdent sûrement la même origine.

### 2.3.3.d. Résultats de l'étude thermique des G-R

Le comportement du bruit basse fréquence avec la variation de la température de stockage du transistor, nous a permis de déterminer les énergies d'activation  $E_a$  des pièges pour une tension de commande  $V_{GS}=0\text{ V}$  ( $E_{a1}\approx 0,21\text{ eV}$  et  $E_{a2}\approx 0,39\text{ eV}$ ). L'indépendance des énergies d'activation avec le mode de fonctionnement du transistor (ohmique ou saturé) a été vérifiée.

Leur origine physique est difficilement identifiable sans engager des mesures complémentaires de type SIMS, DLTS... La corrélation entre les informations de l'étude en bruit et de l'étude physique aide à affiner les interprétations.

Les centres de G-R activés pour la tension de commande  $V_{GS}=0\text{ V}$  sont attribués à des pièges situés à l'interface de la couche d'AlGaN et de la couche de GaN (Cf Paragraphe 2.3.2.b et 2.3.2.c). La gamme de valeurs de l'énergie d'activation des pièges a déjà été observée dans la littérature (figure 2.24). La valeur de l'énergie d'activation  $E_{a1}=0,21\text{ eV}$  est attribué à des lacunes de nitrure du cristal [13]. La valeur de  $E_{a2}=0,39\text{ eV}$  peut quant à elle être attribuée à des accepteurs du type MgGa appairés à des lacunes de nitrure. Le niveau de l'énergie d'activation du complexe MgGa- $V_N$  est de  $E_a=0,43\text{ eV}$  dans la littérature [14].

La mesure SIMS révèle une densité de défauts élevée à l'interface AlGaIn/GaN dans la région du gaz bidimensionnel. Le plateau d'une valeur de concentration proche de  $10^{17} \text{cm}^{-3}$ , semble probablement traduire la présence d'accepteur MgGa venant se lier avec le Deutérium de l'étude SIMS.

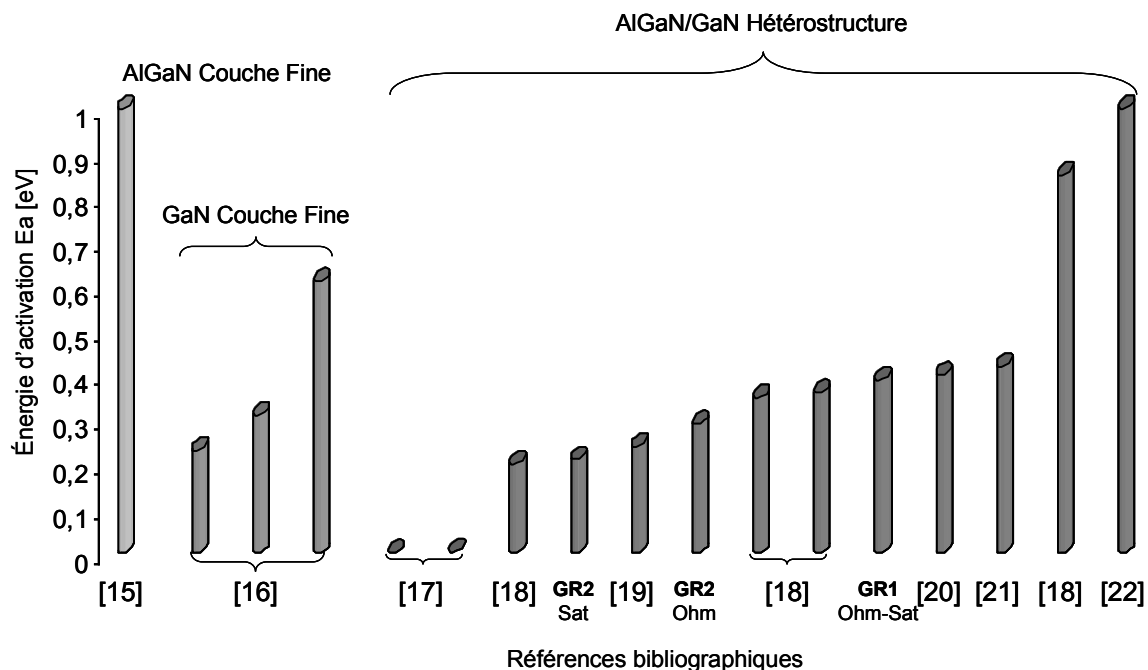


Fig 2.24 Energies d'activation observées pour la technologie GaN.

## 2.4. Autres caractérisations en bruit

### 2.4.1. Bruit de phase résiduel

La mesure de bruit de phase résiduelle (figure 2.25) démontre aussi la présence des centres de GR autour d'une porteuse. Ici, la porteuse a été prise à 10 GHz et avec un niveau de puissance en entrée de -10 dBm pour lequel le composant fonctionne en régime linéaire. La tension de drain  $V_{DS}$  choisie est de 10 V, la même qui sera utilisée dans le chapitre suivant pour la réalisation de l'oscillateur.

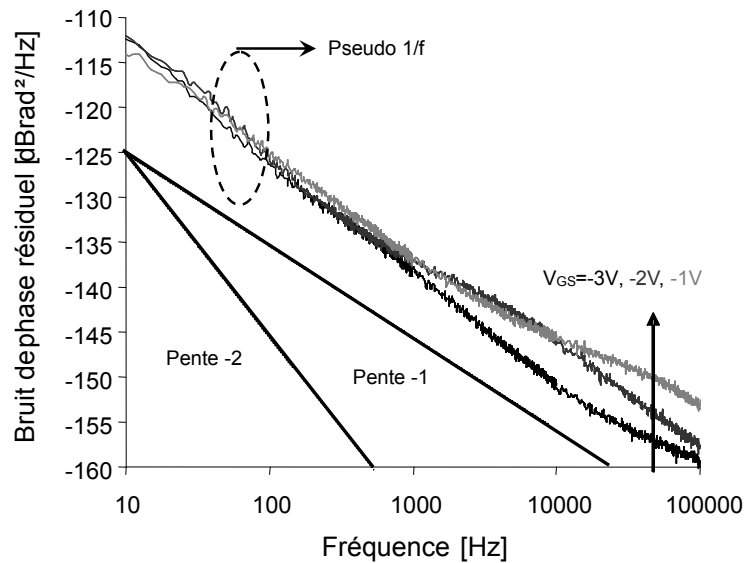


Fig 2.25 Mesure de bruit de phase résiduel [23]. HEMT  $0.25 \times 2 \times 75 \mu\text{m}^2$ ,  $V_{\text{DS}}=10 \text{ V}$

Nous pouvons observer sur la figure 2.25 l'influence des centres de G-R avec la polarisation. Pour une tension de grille  $V_{\text{GS}}$  de  $-3\text{V}$ , les centres de G-R du à l'interface AlGaIn/GaN s'éloignent de la porteuse (hautes fréquences). A basse fréquence, un pseudo  $1/f$  apparaît influencé par les centres de G-R activés par la commande de grille.

Cette mesure prouve l'importance de la suppression de centres de GR afin d'améliorer le niveau de bruit du composant autour d'une porteuse. De plus, lors de la mise en oscillation du composant les non linéarités peuvent venir dégrader le niveau de bruit autour de la porteuse. Des mesures ont également mis en évidence l'amélioration du bruit de phase résiduel lorsque le dispositif est soumis à des puissances RF plus importantes en entrée (amélioration du bruit de phase résiduel de  $5 \text{ dB}$  lorsque la puissance RF appliquée en entrée varie de  $-10 \text{ dBm}$  à  $+7 \text{ dBm}$ ).

#### 2.4.2. Bruit linéaire HF : paramètres de bruit

Une mesure de bruit en haute fréquence [24] a aussi été réalisée sous pointes, afin d'obtenir une indication sur les performances de la technologie GaN. La technique employée pour la mesure du bruit HF est basée sur la technique des impédances multiples. Pour réaliser la mesure nous devons présenter à l'entrée du transistor une constellation d'impédances autour du  $50\Omega$  de l'abaque de Smith, généré par un tuner d'impédances automatisé. Malheureusement à certaines fréquences les valeurs des impédances proposées au transistor le rendent instable (oscillations) limitant fortement l'étude. Les mesures présentées sur les

figures 2.26a, 2.26b et 2.26c ont été réalisées pour une fréquence de 8 GHz en générant des impédances sur l'abaque permettant d'éviter la zone d'instabilité. Le transistor HEMT est identique à celui de l'étude précédente ( $0.25 \times 2 \times 75 \mu\text{m}^2$ ), polarisé sous  $V_{DS}=10 \text{ V}$ .

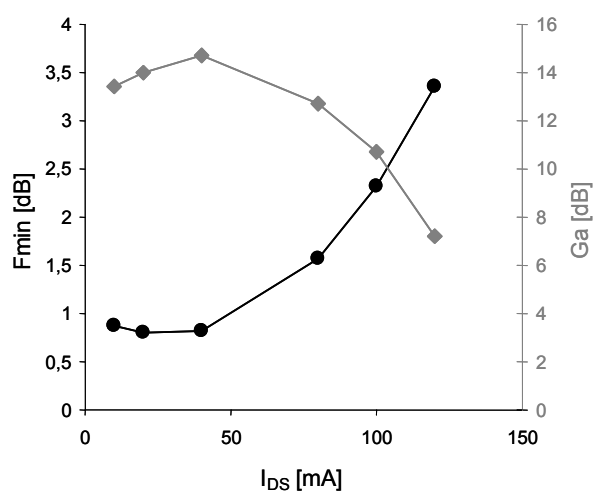


Fig 2.27a Facteur de bruit minimum et gain associé.

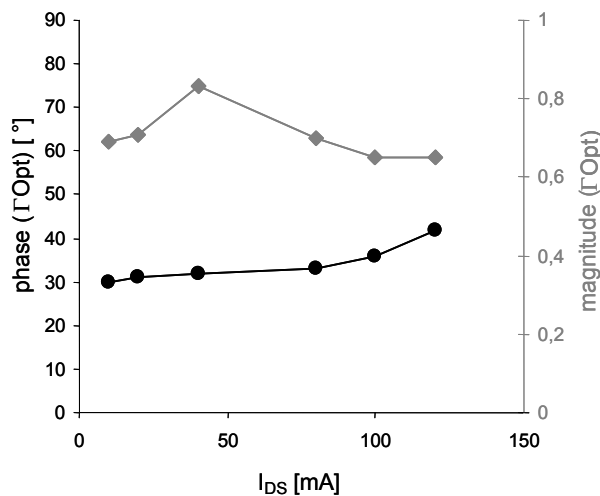


Fig 2.27b Module et phase du coefficient de réflexion.

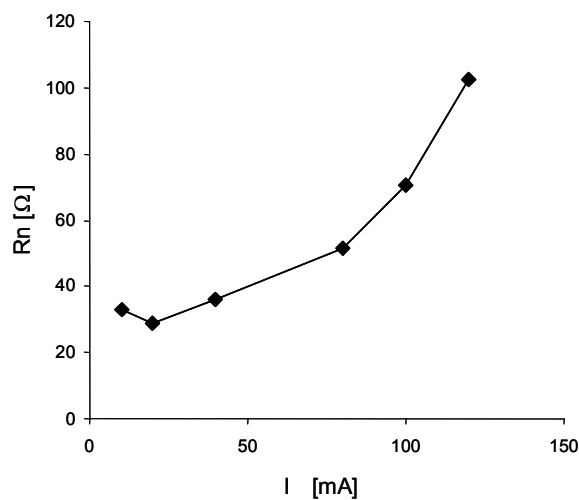


Fig 2.27c Résistance de bruit.

Le minimum de facteur de bruit à 8GHz est de  $F_{min}=0,80 \text{ dB}$  pour une tension de drain  $V_{DS}$  de 10V et un courant  $I_D$  de 20mA, soit environ  $I_{DSS}/4$ . La résistance équivalente de bruit pour cette même polarisation est de  $R_n=32 \Omega$ . Le coefficient de réflexion a pour amplitude 0,70 et pour phase  $31^\circ$ .

Le faible facteur de bruit  $F_{min}$  pour une fréquence de 8 GHz démontre le potentiel faible bruit de cette technologie pour des applications à hautes fréquences.



Une solution de stabilisation du transistor par des inductances de sources pourrait être employée. Cela permettrait de présenter une constellation d'impédances pour lesquelles le transistor reste stable (voir Chapitre 3). Mais un épluchage en bruit serait alors nécessaire..

## 2.5. Conclusion du chapitre

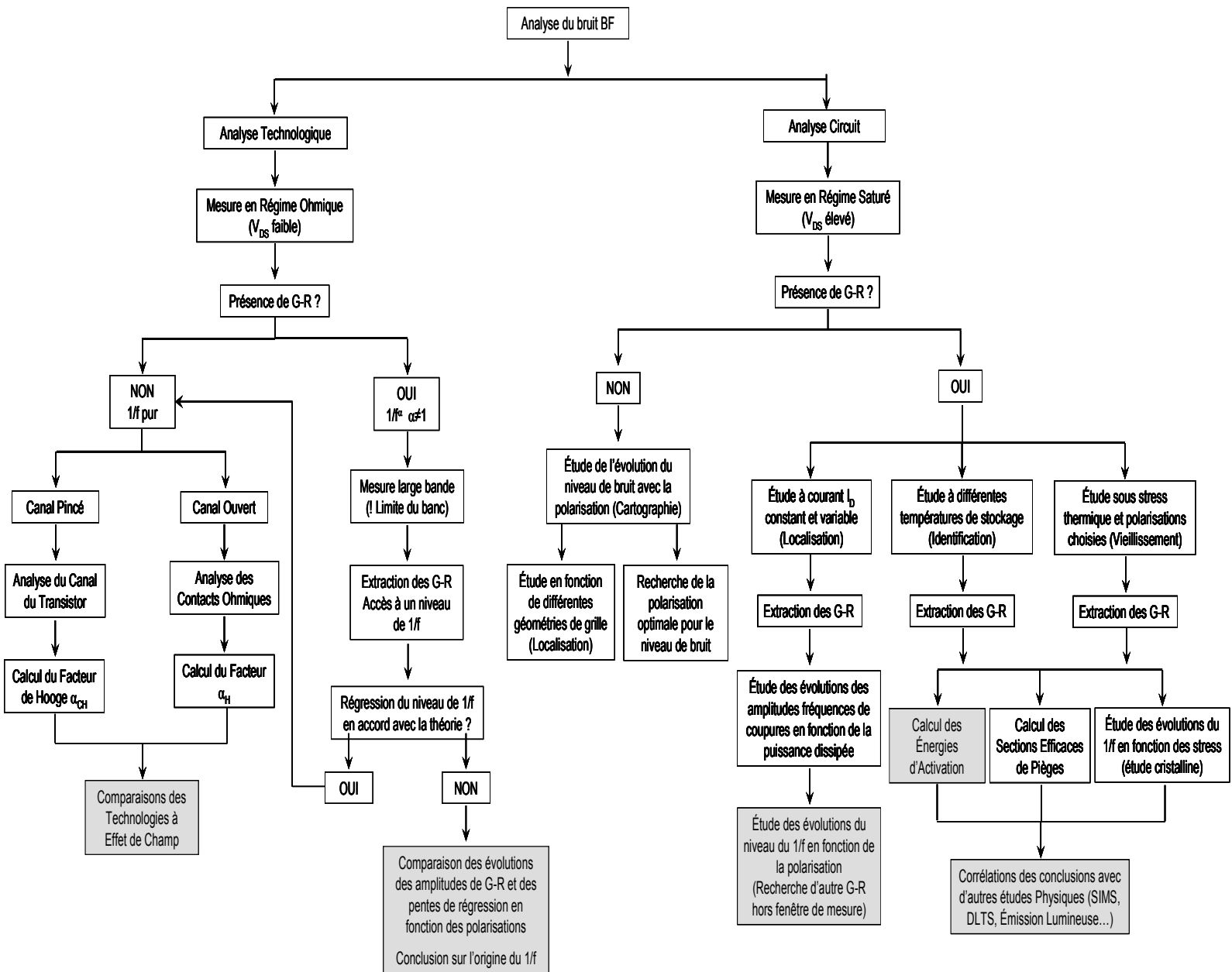
Dans ce chapitre, nous avons démontré la liaison qui existe entre une étude en bruit BF d'un composant et la présence d'imperfections intrinsèques dans un transistor. L'outil de mesure (banc de bruit BF) corrélé avec un extracteur mathématique et d'autres investigations physiques permet de soutenir l'hypothèse de la présence de défauts dans la structure (Annexe Chap.2). Ces défauts physiques induisent une signature électrique en bruit venant dégrader le niveau de bruit général du composant. Ce niveau de bruit converti ensuite par les non linéarités influe directement sur le bruit de phase d'un oscillateur. La réduction des défauts observés permet d'envisager une l'amélioration du bruit de phase.

Le banc de bruit BF autorise aussi des pistes pour l'extraction d'énergie d'activation de ces défauts. Après une étude thermique, les défauts sont attribués *a priori* à des lacunes de nitrure dans le cristal et la présence de complexe à base de magnésium. Des études physiques complémentaires pourront venir appuyer par la suite ces constatations.

Les études en bruit BF permettent donc d'avoir une connaissance du cristal et de la qualité de fabrication d'un composant [25]. Les composants Thales/Tiger épitaxiés sur substrat SiC présentent des performances en bruit BF remarquables. Le niveau de bruit en  $1/f$  (indicateur de la qualité d'interface) est assez faible permettant l'observation d'imperfections intimes qui pourront être résorbées.

Enfin, il serait envisageable d'étudier la dégradation du bruit BF au cours du temps en fonction de différentes conditions de stress afin de comprendre les mécanismes de vieillissement susceptibles de dégrader la fonction dynamique et en bruit, ou d'imposer une conception de circuit plus tolérante vis-à-vis de la dégradation du circuit.

## Annexe Chapitre 2



Synoptique d'une étude en bruit BF  
Les cases grisées sont les champs explorés.

## Références Chapitre 2

- [1] **J. Graffeuil**, J. Rayssac, L. Bary "Utilisation du bruit basse fréquence comme indicateur de fiabilité de diodes, Application aux structures ZNER 1N4565" *Rapport LAAS N°06098*, *Fevrier 2006*.
- [2] **Z.Njah** "Analyse et Techniques Numériques" *Université de Sherbrooke Faculté des Sciences Appliquées Ed 1993*.
- [3] **J.M Peransin**, P. Vignaud, D. Rigaud, L.K.J Vandamme "1/f Noise in MODFET's at Low Drain Bias" *IEEE Transaction on Electron Device*, *Vol.37 N°10, October 1990*, pp 2250-2253.
- [4] **M. Valenza**, J.C. Vildeuil, D. Rigaud "Conduction and low frequency channel noise of GaAs based pseudomorphic high electron mobility transistors" *Journal of Applied Physic Vol 91, N°5, March 2002*, pp 3318-3323.
- [5] **A.Van Der Ziel**, P.H. Handel, X. Zhu, K.H. Duh "A Theory of the Hooge Parameters of Solid-State Devices" *IEEE Transaction on Electron Devices*, *Vol ED-32 N°3, March 1985*, pp 667-671.
- [6] **D. Pavlidis**, P. Valizadeh, S.H. Hsu "AlGaIn/GaN High Electron Mobility Transistor (HEMT) Reliability" *13th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GaAs'2005)*, *October 2005*, pp 265-268.
- [7] **J-G. Tartarin**, G. Soubercaze-Pun, L. Bary, C. Chambon, S. Gribaldo, L. Escotte, O. Llopis, R. Plana, S. Delage, C. Gaquière, J. Graffeuil "Low Frequency and linear high frequency noise performances of AlGaIn/GaN grown on SiC substrate" *13th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GaAs'2005)*, *October 2005*, pp.277-280.
- [8] **R-J. Trew** "Source of non linearities in RF operation of AlGaIn/GaN HFETs" *WSM Advances in GaN HEMT Device Technology, Modeling and Applications, Microwave Theory and Technique Symposium 2006*.
- [9] **J. Chevallier** "Solid State Phenomena", *Vols. 85-86, 2002 pp. 203*.
- [10] **J. Mimila Arroyo** "Effect of deuterium diffusion on the electrical properties of AlGaIn/GaN heterostructures" *Material Research Society Symposium, MRS 2005, San Francisco, USA, Symp. E*.
- [11] **S.A. Vitusevich**, O.A. Antoniuk, M.V. Petrychuk, S.V. Danylyuk, A.M. Kurakin "Origin of noise in AlGaIn/GaN heterostructures in the range of 10-100MHz" *Journal of Applied Physics*, *99, 073706 (2006)*, 6p.
- [12] **R. Plana** "Bruit de fond dans les transistors à effet de champ et bipolaire pour les micro-ondes" *Thèse, Rapport LAAS N° 93042, 1993*.
- [13] **Z.Q. Fang**, D.C. Look, W. Kim, Z. Fan, A. Botchkarev, H. Morkoç "Deep centers in n-GaN grown by reactive molecular beam epitaxy" *Applied Physics Letters*, *Vol. 72, N° 18, 4 May 1998*, pp. 2277-2279.
- [14] **U. Kaufmann**, M. Kunzer, M. Maier, H. Obloh, A. Ramakrishnan, B. Santic, P. Schlotter "Nature of the 2,8eV photoluminescence band in Mg doped GaN" *Applied Physics Letters*, *Vol 72 N°11, March 1998*, pp 1326-1328.

- [15] **N. Pala**, S. Romyantsev, M. Shur, R. Gaska, X. Hsu, J. Yang, G. Simin, M.A. Khan "Generation-Recombinaison and 1/f noise in Al<sub>0,4</sub>Ga<sub>0,6</sub>N thin films" *Fluctuation and Noise Letters*, 2, L349, 2002.
- [16] **Y. Tokuda**, W. Nakamura, K. Nakashima "Characterization of Electron Traps in n-GaN Thin Layers by Deep-Level Transient Spectroscopy Using Low-Frequency Capacitance Measurements" *IEEE 2004 Semiconducting and Insulating Material, SIMC-XII-2004* pp 222-225.
- [17] **S.L. Romyantsev**, Y. Deng, E. Borovitskaya, A. Dmitriev, W. Knap, N. Pala, M.S. Shur, M.E. Levinshtein, M. Asif Khan, G. Simin, J. Yang, X. Hu "Low-Frequency noise in GaN/AlGaN heterostructure field effect transistors at cryogenic temperature" *Journal of Applied Physics*, Vol 92 N°8, October 2002 pp 4726-4730.
- [18] **A. Balandin**, K.L. Wang, S. Cai, R. Li, C.R. Viswanathan, E.N. Wang, M. Wojtowicz "Investigation of Flicker Noise and Deep-Level in GaN/AlGaN Transistors" *Journal of Electron. Material*, 29, 2000 pp 297-301.
- [19] **S.L. Romyantsev**, Y. Deng, S. Shur, M.E. Levinshtein, M. Asif Khan, M. Shur, R. Gaska "On the low frequency noise mechanism in AlGaIn/GaN HFET's", *Semicond.Sci.Technol.*, Vol 18 N°6, 2003, pp 589-593.
- [20] **S.A. Vitusevich**, S.V. Danylyuk, N. Klein, M.V. Petrychuk, A.E. Belyaev "Power and temperature dependence of low frequency noise in AlGaIn/GaN transmission line model structure" *Journal of Applied Physics*, Vol 96, N°10, 2004, pp 5625-5630.
- [21] **S.L. Romyantsev**, M.E. Levinshtein, R. Gaska, M.S. Shur, A. Khan, J.W. Yang, G. Simin, A. Ping, T. ADesida "Low 1/f noise in AlGaIn/GaN HEMTs on SiC substrates" *Proceedings of the third international conference on Nitride Semiconductor (ICNS3)*, Montpellier, France, July 1999, *phys. Stat. sol. (a)*, 1999, pp 176-201.
- [22] **S.L. Romyantsev**, N. Pala, M.S. Shur, E. Borovitskaya, A.P. Dmitriev, M.E. Levinshtein, R. Gaska, M.A. Khan, J. Yang, X. Hu, G. Simin "Generation-Recombinaison Noise in GaN/AlGaIn Heterostructure Field Effect Transistor" *IEEE Transaction on Electron Devices*, 48 N°3, March 2001, pp 530-534.
- [23] **O. Llopis** "Non linear noise modeling of a PHEMT device through residual phase Noise and low frequency noise measurements" *IEEE Microwave Theory and Technique Symposium 2001*, pp. 831-833.
- [24] **L. Escotte** " Evaluation of noise parameter extraction methods" *IEEE Microwave Theory and Technique*, Vol 35, March 1993, pp 382-387.
- [25] **G.Soubercaze-Pun**, J.G Tartarin, L. Bary, A. Rennane, S. Delage, R. Plana, J. Graffeuil "Etude du bruit basse fréquence de transistors HEMT AlGaIn/GaN sur substrats Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, Si et SiC" *XIVe Journées Nationales Microondes (JNM'2005)*, Mai 2005, 4p.

## *Chapitre N°3*

*Modélisation Large Signal d'un Transistor GaN  
Réalisation d'un Oscillateur en Bande-X*

### 3. Modélisation Large Signal & Oscillateur

#### 3.1. Motivations et problématiques

Après avoir étudié le processus de bruit basse fréquence dans la structure HEMT, nous souhaitons réaliser un circuit de démonstration pour valider la filière GaN dans une approche faible bruit. Des travaux réalisés par Alcatel Alenia Space et le laboratoire de l'IEMN portent sur la validation de circuits linéaires faibles bruits (LNA : Low Noise Amplifier). Pour notre part, nous validerons le comportement en bruit non linéaire de cette filière, en réalisant un oscillateur à faible bruit de phase. Tous ces démonstrateurs sont réalisés en bande X, qui intéresse particulièrement les applications militaires RADAR.

Le choix du composant (dimension et polarisation) pour notre application est réalisé de manière à satisfaire les contraintes dynamiques (résistance négative à 10 GHz) et en bruit (faible bruit de phase RF). Pour cela une étude du gain petit signal  $S_{21}$  de différentes géométries de transistors est reportée sur la figure 3.1 en fonction de la polarisation  $V_{GS}$ .

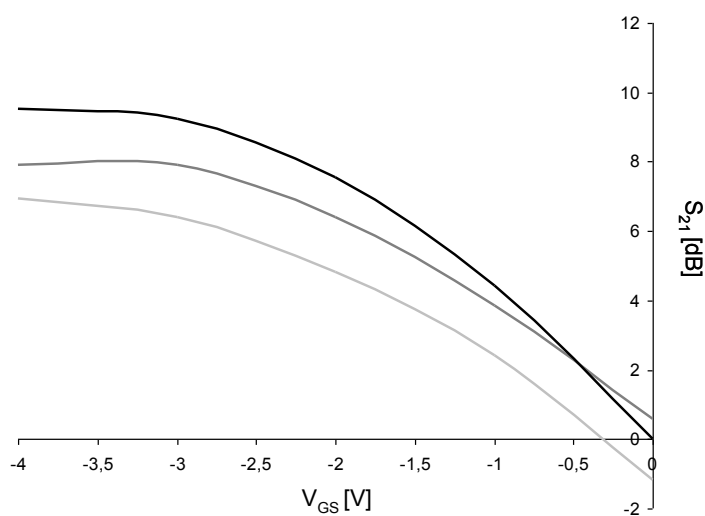


Fig 3.1 Comparaison du gain petit signal disponible en fonction de la géométrie du transistor  
 – AlGaIn/GaN HEMT 2\*75\*0,25µm<sup>2</sup>, – AlGaIn/GaN HEMT 2\*50\*0,15µm<sup>2</sup>  
 – AlGaIn/GaN HEMT 2\*25\*0,15µm<sup>2</sup>

Pour une polarisation  $V_{GS}=-3$  V et  $V_{DS}=10$  V, le composant 2\*75µm offre un gain petit signal suffisant et un faible bruit basse fréquence (Cf chapitre 2 figure 2.20 et 2.23). Nous utiliserons par la suite ce composant et ce point de repos pour réaliser l'oscillateur à 10 GHz.

Pour cela, nous devons disposer d'un modèle non linéaire précis.

La réalisation d'un modèle fort signal de transistor est complexe et longue. La mise en œuvre d'un modèle implique une connaissance de la technologie et des phénomènes physiques qui s'y rattachent. De nombreux modèles forts signaux sont disponibles sous l'environnement de simulation ADS (Agilent Design System de Agilent Technologie), mais ces modèles se sont avérés inaptes à traduire le comportement non linéaire de nos transistors. Nous avons donc mis en œuvre une technique de modélisation rapide et intuitive, toujours dans l'objectif d'un accord entre les simulations dynamiques (fort signal et petit signal) et les mesures.

L'objectif est de traduire fidèlement les conditions d'oscillation du transistor ainsi que les futures performances de l'oscillateur. Pour cela, les non linéarités doivent être correctement instruites dans le modèle.

Après une courte présentation des modèles larges signaux déjà existants pour les transistors HEMT, la première partie du chapitre abordera la méthodologie mise en place pour obtenir un modèle fiable. Cette méthodologie est basée sur une représentation mathématique simple des caractéristiques de sortie d'un transistor en régime pulsé.

La deuxième partie sera consacrée à la réalisation d'un oscillateur en bande X. Le choix de la topologie sera discuté et nous présenterons les performances obtenues. Cet oscillateur permettra de démontrer les potentialités de la filière nitrure de gallium pour les applications faible bruit et de puissance pour les télécommunications.

L'étude de ce chapitre est réalisée sur un transistor AlGaIn/GaN HEMT polarisé en source commune. Le composant a été épitaxié par Thales-TRT/Tiger sur substrat carbure de silicium (SiC) et composé de deux doigts de grille d'une largeur de 75  $\mu\text{m}$  et d'une longueur de 0,25  $\mu\text{m}$ .



## 3.2. *Modèle fort signal*

De nombreux modèles forts signaux existent pour traduire le comportement électrique des Transistors à Effet de Champ (TEC). Ces modèles sont principalement dédiés aux technologies à faible bande interdite comme le silicium (Si) ou l'arséniure de gallium (GaAs). Le nitrure de gallium quant à lui marque une rupture technologique. Sa grande bande interdite (3,4 eV) implique de fortes tensions de claquage et sa densité de courant élevée impose au modèle de posséder un domaine de validité bien plus étendu que pour une technologie dite « standard ». De plus, la forme atypique de sa transconductance ne permet pas une réutilisation directe des modèles existants.

### 3.2.1. **Modèle fort signal existant**

#### 3.2.1.a. **Dans le simulateur ADS**

Les modèles disponibles dans le simulateur ADS ont été développés pour des transistors à effet de champ en GaAs. Ces modèles sont génériques et nécessitent de nombreuses mesures pour obtenir l'ensemble des valeurs des paramètres. Généralement, un modèle sous ADS possède entre 30 et 60 paramètres dont une partie est dédiée à la traduction de certains phénomènes physiques susceptibles d'être rencontrés. Par une approche dichotomique et par optimisations itératives, après avoir imposé certaines valeurs, nous pouvons évaluer la capacité de ces modèles à traduire le comportement de nos transistors en GaN.

- Les modèles de Curtice [1] et d'Angelov [2,3] présents sous ADS 2004A sont difficilement ré-exploitable pour les dispositifs AlGaIn/GaN HEMT. En premier lieu de par leurs grands nombres de paramètres, ensuite à cause de leur difficulté pour traduire correctement et simultanément l'allure de la transconductance et la faible valeur de la résistance  $R_{ON}$ .

- Le modèle EE\_HEMT possède un degré de liberté plus important sur la forme de la transconductance en fonction de la commande  $V_{GS}$ , ceci reste insuffisant pour obtenir un modèle précis.

Malgré cela, cette approche a été retenue par Kluemper [4]. Le modèle du HEMT a été réalisé autour d'un cœur formé par un modèle EE\_HEMT. Une adjonction en externe d'un réseau électrique permet de récupérer les erreurs du modèle initial. Avec cette même approche on peut aussi modéliser les effets de « Gate Lag & Drain Lag ». La figure 3.1 montre le résultat de la modélisation en régime DC.

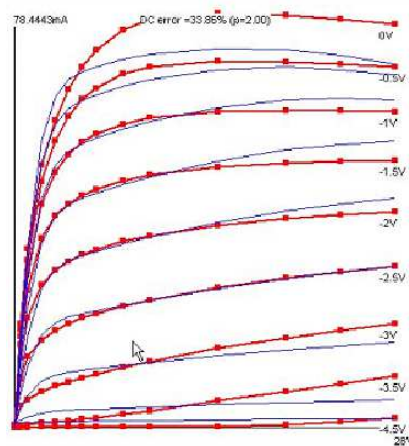


Fig 32 Modèle en •, Mesures en —

Source : WorkShop GaN MTT-S 2006 [4].

La modélisation du régime DC avec le modèle EE\_HEMT présente des écarts non négligeables à faible et fort champ (figure 3.2). Ceci démontre la limite du modèle proposé par le logiciel ADS pour la technologie GaN.

### 3.2.1.b. Angelov, Trew

Le modèle d'Angelov [5] a été récemment modifié (par lui-même) afin d'obtenir une meilleure précision pour les composants à grande bande interdite. L'introduction de nouveaux paramètres donne des degrés de liberté supplémentaires sur la dépendance des harmoniques avec la polarisation, sur le contrôle de la dispersion des paramètres en régime dynamique et sur la meilleure prise en compte de la dépendance en température de la vitesse des porteurs. Ce modèle offre d'excellentes performances, mais sa mise en œuvre reste complexe (grand nombre de paramètres, complexité d'extraction des paramètres).

Le modèle de Trew [6] introduit quant à lui l'effet d'avalanche en régime dynamique. Celui-ci limite fortement les performances des composants. Ceci est dû aux non linéarités supplémentaires introduites par les paires électron-trou résultant de l'ionisation. Celles-ci modifient la zone de charge d'espace sous la grille influant sur la valeur de la capacité  $C_{GS}$  et diminuant la valeur de l'impédance d'entrée en régime saturé. La prise en compte du phénomène d'avalanche pour des composants fonctionnant à forte tension de drain  $V_{DS}$  s'avère donc indispensable. Le modèle de Trew présente un excellent accord entre la mesure et la simulation tout en restant parfaitement physique.

### 3.2.2. Développement d'un modèle fort signal

L'objectif est de réaliser un modèle fort signal rapidement pour la mise en œuvre d'une application précise (oscillateur). Après une étude en bruit basse fréquence des composants, un point de polarisation a été retenu, car il satisfaisait le compromis entre le niveau de bruit basse fréquence et le gain petit signal disponible. Le modèle sera réalisé autour de ce point de fonctionnement.

La mesure en impulsion permet de s'affranchir d'une partie des effets d'autoéchauffement du composant. Ainsi, la caractéristique quasi statique obtenue du transistor sera proche de la caractéristique quasi statique décrite lors de sa mise en oscillation. En effet, le cycle de charge du transistor se fait à température constante lorsque que le régime RF est établi.

Par cette méthode on s'assure d'une bonne traduction des non linéarités au point de fonctionnement choisi.

#### 3.2.2.a. Mesures en impulsions

Pour réduire l'auto échauffement du composant lors de la mesure de sa caractéristique quasi statique, il faut limiter au maximum le temps de mesure en dehors du point de repos choisi. Les transistors HEMT AlGaIn/GaN possèdent une grande mobilité des électrons dans le gaz bidimensionnel et une forte densité électronique soumettant la structure à un échauffement rapide lors de l'établissement d'un courant électrique. Il faut donc limiter au maximum la durée de l'impulsion électrique sans perdre d'information sur la valeur du courant. Pour que la mesure soit représentative de l'état d'équilibre thermique du point de repos choisi, il faut s'assurer de la stabilité thermique du composant durant la mesure. Pour cela une période de mesure suffisamment longue doit être choisie pour garantir le retour à l'état d'équilibre thermique après application et mesure de chaque point en régime d'impulsion.

La figure 3.3 montre un créneau de mesure. La période  $T$  choisie sera de 5 ms pour une impulsion variable  $\tau$  de 0,1  $\mu$ s à 1 ms.

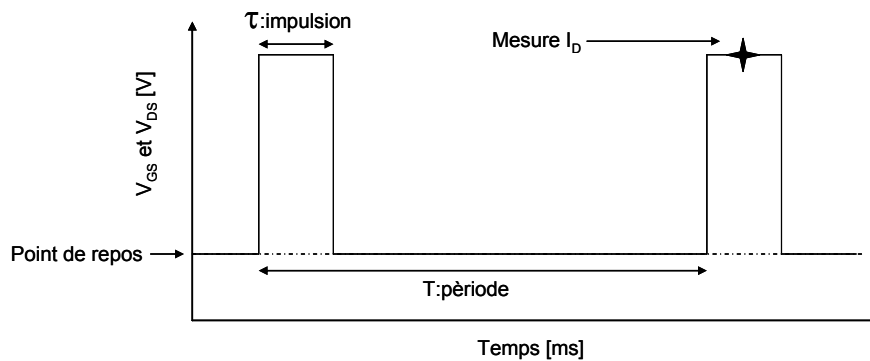


Fig 3.3 Impulsion autour d'un point de repos

DIVA D225 Accent.

Un calibrage préalable de l'appareil de mesure en impulsions reste nécessaire, afin de prendre conscience de certains effets indésirables inhérents à la disposition du banc de mesure. Effectivement les dispositifs testés sont des transistors mesurés sous pointes, et les longueurs de câbles peuvent introduire un décalage sur la valeur du courant de drain  $I_D$  en régime ohmique.

#### Test des longueurs de câbles avec un composant étalon :

Pour ce test, le composant étalon sera un transistor à effet de champ fourni avec le kit de calibrage du DIVA D225. Préalablement, la caractéristique de ce transistor est vérifiée avec la caractéristique étalon fournie par Accent. La stabilité et la répétitivité du banc seront toujours vérifiées avant chaque campagne de mesures.

La figure 3.4a compare la caractéristique de sortie du transistor étalon avec la caractéristique impulsionnelle à point de polarisation froid ( $V_{GS}=0V$  &  $V_{DS}=0V$ ). La valeur  $\tau$  du créneau influe directement sur la valeur de la pente du régime ohmique du transistor lorsque le dispositif est relié par un câble de 1m. Les caractéristiques sont indépendantes de  $\tau$  pour des valeurs supérieures à  $0,5\mu s$ . Ceci est dû à une désadaptation côté grille entre l'impédance du DIVA et l'impédance du câble, et aux pertes linéiques.

La figure 3.4b compare la mesure de ce dispositif sans câble côté grille, et avec un câble inférieur à 10 cm côté grille. Dans ce cas l'influence du câble est minime.

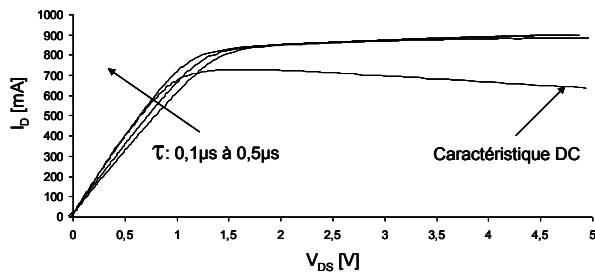


Fig 3.4a Comparaison des caractéristiques avec des câbles de 1 m pour plusieurs valeurs d'impulsions  $\tau$ .

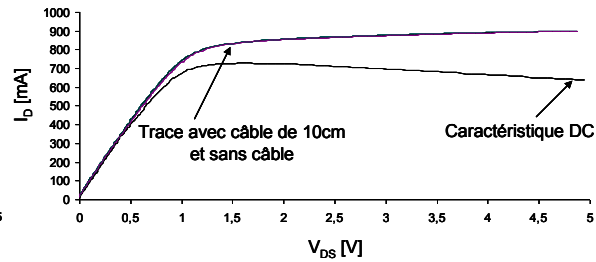


Fig 3.4b Comparaison des mesures avec un câble de 10 cm et sans câble.

L'erreur commise entre les valeurs de  $\tau$  et la longueur du câble par rapport à une mesure sans câble peut être facilement évaluée en régime ohmique. La figure 3.5 illustre cette erreur.

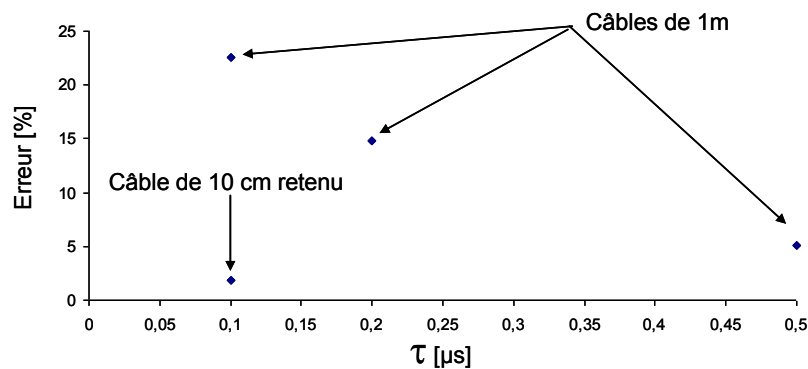


Fig 3.5 Erreur sur la pente du régime ohmique par rapport à une mesure sans câble en fonction de la longueur de câble et du créneau  $\tau$ .

Le câble retenu de longueur de 10 cm permettra de connecter la pointe de mesure au DIVA tout en maintenant une erreur inférieure à 2% pour un créneau  $\tau$  de 0,1  $\mu$ s.

Choix de  $\tau$  et de la période T de mesure :

La période T a été choisie à 5 ms afin de maintenir le composant en état d'équilibre thermique au point de repos fixé. Le temps de l'impulsion  $\tau$ , quant à lui, doit être assez bref pour garantir l'isotherme durant la mesure. Cette série de mesure a été conduite sur le composant HEMT AlGaIn/GaN (0.25x2x75  $\mu$ m<sup>2</sup>) sur substrat SiC utilisé pour la suite de l'étude.

La figure 3.6a montre l'influence de la valeur de  $\tau$  sur la caractéristique pulsée. On peut remarquer que la valeur  $\tau=0,1 \mu\text{s}$  procure un maximum de courant de drain  $I_D$  en régime saturé, grâce aux faibles effets thermiques.

La figure 3.6b montre l'évolution du courant de drain  $I_D$  en fonction de la largeur de l'impulsion  $\tau$  à tension de drain fixe ( $V_{DS}=10 \text{ V}$ ). Lorsque le rapport cyclique des créneaux d'impulsions augmente, le courant de drain  $I_D$  se rapproche de sa valeur de régime statique. La décroissance du courant de drain  $I_D$  se fait de façon logarithmique avec la largeur du créneau  $\tau$ .

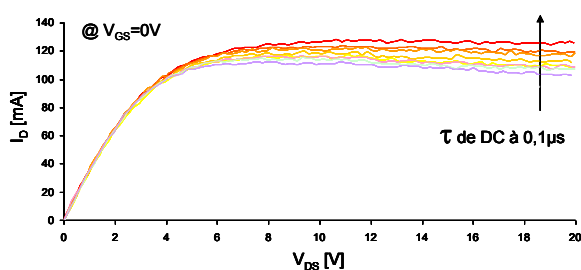


Fig 3.6a Evolution de la caractéristique du transistor en fonction de la valeur de  $\tau$ .

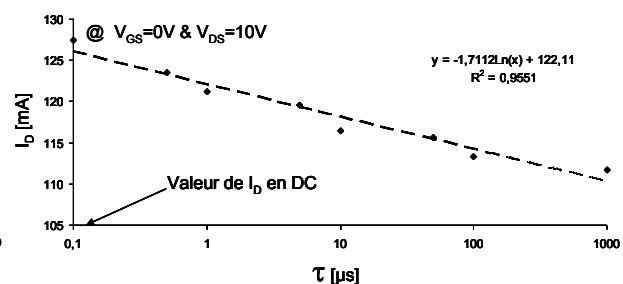


Fig 3.6b Evolution du courant de drain en fonction de la valeur de  $\tau$ .

La valeur de la largeur minimale de l'impulsion  $\tau$  est de  $0,1 \mu\text{s}$  pour l'analyseur Accent. La figure 3.6b montre que l'on ne tend pas vers une asymptote pour les faibles valeurs de  $\tau$ , ce qui laisse présager de la présence d'effets thermiques, même pour cette faible largeur d'impulsion. Toutefois pour une première approche les effets thermiques résiduels seront négligés. Nous verrons par la suite que les écarts observés sur les caractéristiques de gain petit signal  $S_{21}$  (mesure et simulation) peuvent être en partie imputés à ces effets thermiques.

#### « Gate Lag » et « Drain Lag »:

L'effet du « Gate Lag » peut être défini comme étant un retard à l'établissement de la commande de grille. Cet effet est souvent attribué à des pièges de surface [7-8]. Il peut occasionner des retards importants sur l'établissement du courant de drain, venant perturber le fonctionnement du transistor aux hautes fréquences. Ce phénomène est d'autant plus gênant lorsque le transistor est employé en commutation (pour des applications DC/DC par exemple). La figure 3.7 montre l'effet du « Gate Lag » sur le courant de drain lors de la commutation.

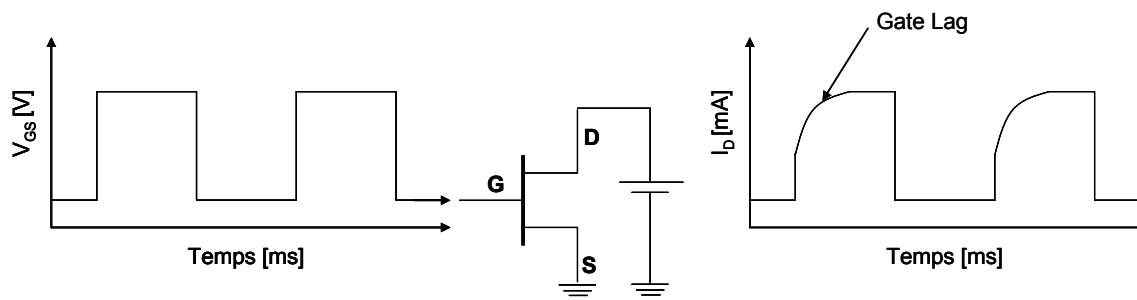


Fig 3.7 Effet du « Gate Lag » sur le courant de drain.

Le « Gate Lag » réduit donc fortement la puissance RF de sortie du transistor. La passivation de surface est nécessaire afin de réduire la présence de pièges. La figure 3.8 montre la caractéristique de sortie d'un AlGaIn/GaN HEMT de dimension  $2 \times 0,25 \times 75 \mu\text{m}^2$ , épitaxié par Thales/Tiger pour différentes valeurs de tension de grille  $V_{GS}$  au repos avec une tension de drain  $V_{DS}$  fixée à 10 V. La quasi superposition des caractéristiques démontrent une absence de « Gate Lag ».

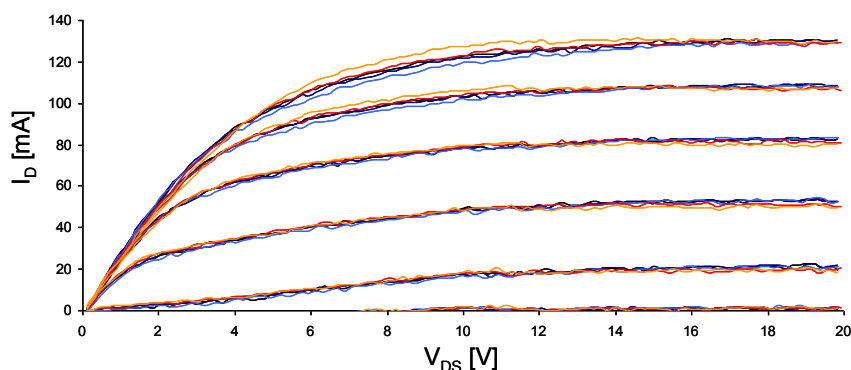


Fig 3.8 Caractéristique pulsée d'un HEMT AlGaIn/GaN  $2 \times 75 \times 0,15 \mu\text{m}^2$  épitaxié par Thales/Tiger pour différentes valeurs  $-4 \text{ V} < V_{GS} < 0 \text{ V}$  de repos ( $@V_{DS}=10 \text{ V}$ ).

L'effet de « Drain Lag » est un retard à l'établissement du courant de drain  $I_D$  après application d'un court stimulus de la tension de drain  $V_{DS}$ . Le « Drain Lag » est rattaché à la présence de pièges dans le corps du composant [8]. La présence de ces pièges a été démontrée par les mesures en bruit basses fréquences au chapitre 2. La figure 3.9 démontre la présence de « Drain Lag » avec des mesures en régime pulsé à tension de grille  $V_{GS}$  fixe mais pour différentes valeurs de tension de drain  $V_{DS}$  au repos. L'écart existant entre les différentes caractéristiques traduit la présence de « Drain Lag ».

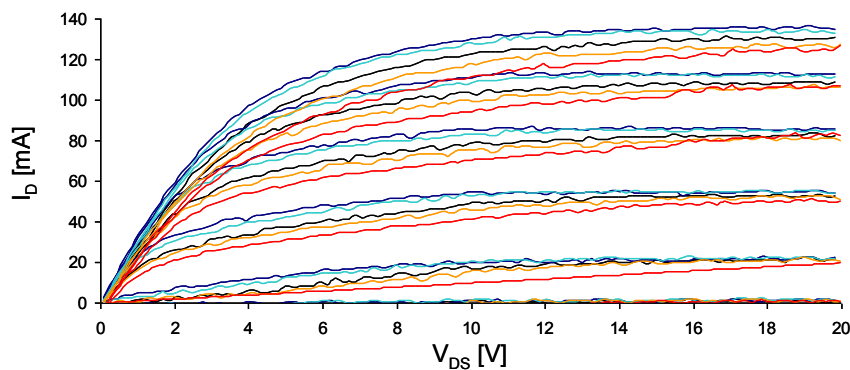


Fig 3.9 Caractéristique pulsée d'un HEMT AlGaIn/GaN  $2 \times 0.25 \times 75 \mu\text{m}^2$  épitaxié par Thales/Tiger pour différentes valeurs  $V_{DS}$  de repos ( $@V_{GS} = -3 \text{ V}$ ).

#### Choix pour la modélisation de la caractéristique de sortie :

Le point de repos choisi pour notre futur démonstrateur est  $V_{GS} = -3 \text{ V}$  et  $V_{DS} = 10 \text{ V}$ . Il représente un compromis entre le niveau de bruit en basses fréquences et le gain petit signal disponible. La caractéristique pulsée a été obtenue avec une largeur d'impulsion  $\tau$  de  $0,1 \mu\text{s}$  pour limiter l'auto-échauffement du transistor et pour obtenir une caractéristique impulsionnelle proche du comportement réel du transistor en régime RF établi lors de l'oscillation. La modélisation ne prendra pas en compte le « Gate Lag » qui est peu influent (figure 3.7), ni le « Drain Lag » certes plus influent, mais qui peut être négligé au premier ordre autour de notre point de repos. La figure 3.10 montre le champ d'erreur commis si le point de repos dévie du point de polarisation nominal.

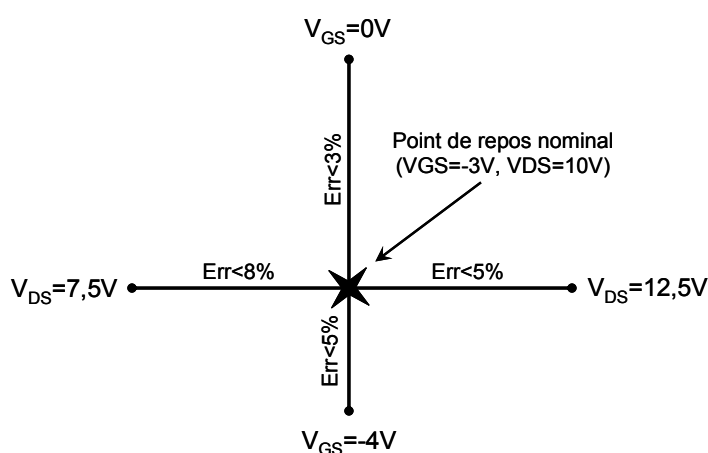


Fig 3.10 Erreur par rapport à la caractéristique nominale lorsque le point de repos dévie.

L'erreur est plus conséquente entre  $V_{GS} = -3 \text{ V}$  et  $V_{GS} = -4 \text{ V}$  à cause de l'allure du gain de transconductance qui varie rapidement sur cette plage, tandis qu'entre  $V_{GS} = -3 \text{ V}$  et  $V_{GS} = 0 \text{ V}$ ,



cette erreur reste faible. Ceci est attribué à la forte variation du gain de transconductance  $g_m$  entre -3 V et -4 V, alors que  $g_m$  varie peu entre -3 V et 0 V.

### 3.2.2.b. Extraction des éléments parasites

Les éléments parasites ou encore appelés éléments extrinsèques d'un transistor, représentent tous les éléments passifs permettant d'accéder à la zone active du transistor appelée zone intrinsèque. Ces deux groupes d'éléments sont représentés sur la figure 3.11. Au premier ordre, ils peuvent être représentés par des composants localisés. Effectivement, les dimensions du transistor (largeur : 400  $\mu\text{m}$ , longueur : 600  $\mu\text{m}$ ) sont largement inférieures à la valeur de la longueur d'onde à la fréquence de travail choisie (10 GHz). Cette approche reste valable jusqu'à 20 GHz comme nous le verrons sur le modèle obtenu au final.

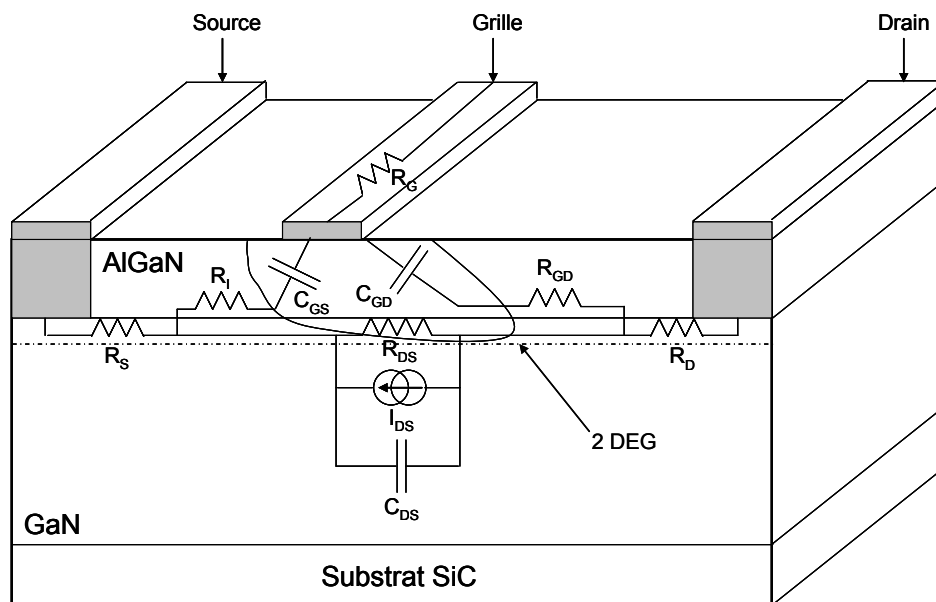


Fig 3.11 localisation des éléments électriques du schéma équivalent.

La représentation électrique petit signal du transistor est donnée par la figure 3.12.

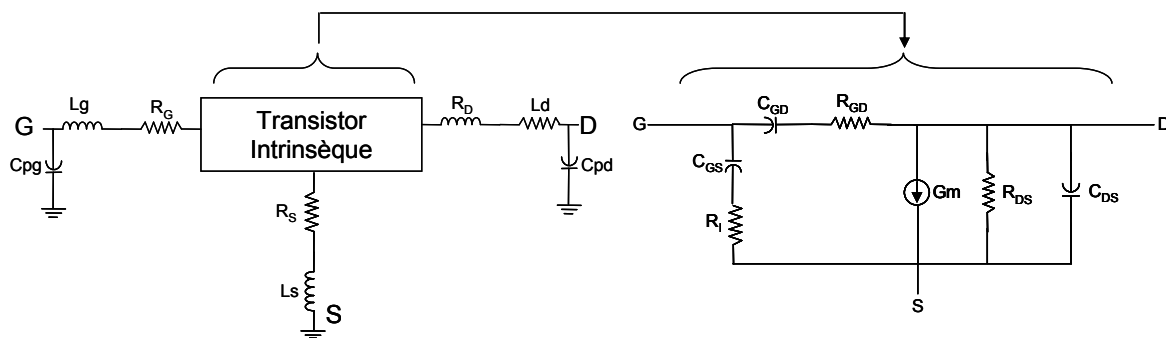


Fig 3.12 Schéma équivalent petit signal avec des accès coplanaires.

Les composants  $L_g$ ,  $C_{pg}$ ,  $R_G$ ,  $R_S$ ,  $L_s$ ,  $R_D$ ,  $L_d$ ,  $C_{pd}$  représentent les éléments extrinsèques relatifs aux plots et contacts d'accès.

$R_D$ ,  $R_S$  sont les résistances d'accès à la zone active. Elles prennent en compte les résistances des contacts ohmiques ainsi que les résistances des zones conductrices du contact métallique de Drain et de Source jusqu'à la zone active.

$R_G$  représente la résistance de grille induite par le contact Schottky.

$L_g$ ,  $L_s$ ,  $L_d$  sont des inductances parasites ramenées par les accès métalliques.

$C_{pg}$ ,  $C_{pd}$  sont les capacités parasites ramenées par les plots d'accès.

Les composants  $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$ ,  $R_I$ ,  $R_{GD}$ ,  $R_{DS}$ ,  $C_{DS}$ ,  $G_m$  représentent les éléments intrinsèques.

$C_{GS}$ ,  $C_{GD}$  sont respectivement les capacités grille-source et grille-drain représentant la variation des charges accumulées sous la grille. Elles sont liées aux variations des tensions  $V_{GS}$  et  $V_{GD}$ .

$R_I$ ,  $R_{GD}$  sont liés aux effets distribués sous la grille.

$R_{DS}$  représente la résistance de l'injection des électrons dans le canal.

$C_{DS}$  prend en compte les effets de couplage entre le drain et la source.

$G_m$  traduit le contrôle du courant par la tension de grille  $V_{GS}$ .

Les éléments extrinsèques cités plus haut ne dépendent pas de la polarisation du transistor. En revanche, les éléments intrinsèques dépendent du point de polarisation du composant. La méthode d'extraction de ces éléments parasites est basée sur cette hypothèse, ainsi que sur les travaux de G. Dambrine [9].

### Détermination des éléments extrinsèques :

Les éléments extrinsèques vont être déterminés à partir de la mesure de paramètres  $S$  sous des conditions de polarisations singulières pour le transistor sous test.

En court-circuitant le drain ( $V_{DS}=0V$ ), la source de courant intrinsèque ne subit pas de différence de potentiel due à un générateur. Ainsi, aucun courant de drain  $i_D$  dynamique ne circule. Ce type de polarisation est appelé polarisation froide.

Pour des tensions de commande  $V_{GS} > 0V$ , pour un composant « Normally On », il est possible de déterminer les résistances d'accès ainsi que les inductances parasites.

De même pour  $V_{GS} \ll V_P$  ( $V_P$  tension de pincement), l'extraction des capacités parasites est réalisable. La figure 3.13 montre un schéma équivalent dans ces modes de fonctionnement particuliers.

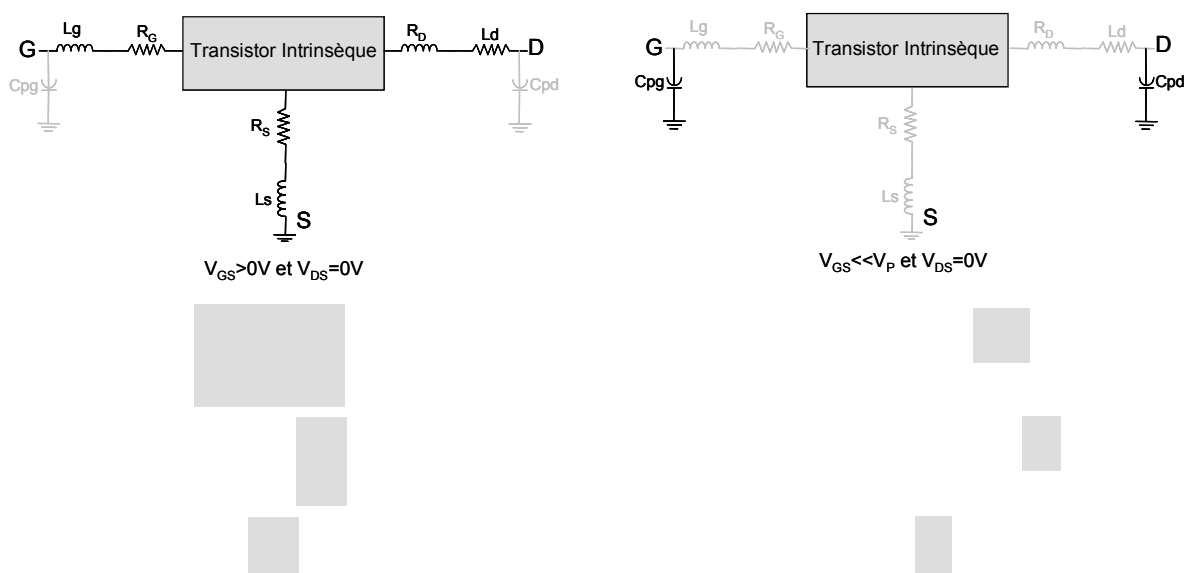


Fig 3.13 Schémas équivalents FET froid pour  $V_{GS} > 0 V$  et  $V_{GS} \ll V_P$ .

Une remarque importante est à signaler avant de réaliser les mesures permettant d'extraire les éléments parasites : les transistors HEMT en technologie GaN possèdent une forte discontinuité de la bande de conduction à l'interface AlGaIn/GaN ainsi qu'une barrière Schottky importante [10]. Cela a pour effet d'augmenter la valeur de la tension de seuil de la diode Schottky. Ainsi, pour diminuer la valeur de la capacité induite par la diode, et accéder aux valeurs des capacités parasites dues aux accès, il faudra imposer une tension de grille bien supérieure à  $0 V$  [11]. En revanche il faut faire attention de ne pas détériorer le contact de grille en appliquant une tension de commande  $V_{GS}$  positive trop forte. La tension de

commande sera considérée comme suffisante quand les valeurs des éléments parasites extraits seront indépendantes de la tension  $V_{GS}$ .

Extraction des éléments extrinsèques :

L'extraction des capacités parasites a été effectuée pour différentes valeurs de grille  $V_{GS}$  (bien supérieure à  $V_P$ ) jusqu'à obtenir une valeur d'extraction de capacité quasi constante. La figure 3.14 présente les mesures.

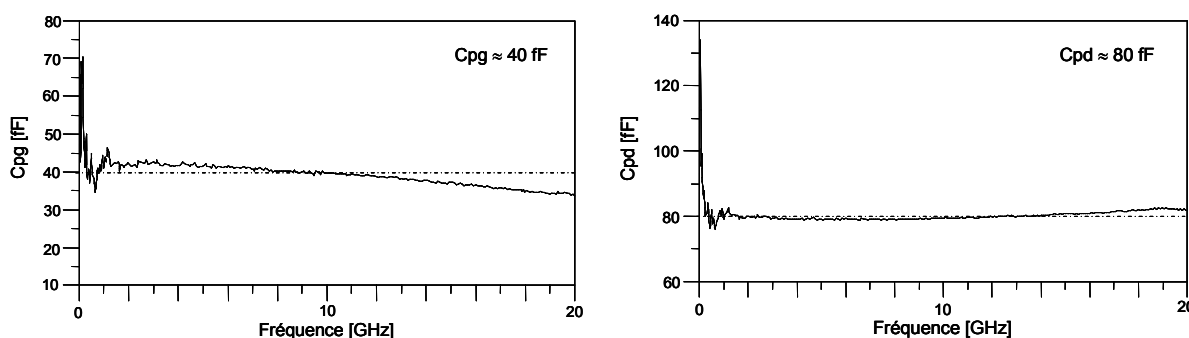


Fig 3.14 Mesures des capacités parasites.

La même méthodologie a été employée pour extraire les résistances et inductances parasites. La valeur de la tension de grille a été prise supérieure à 0 V. Les figures 3.15 et 3.16 présentent les valeurs d'extraction.

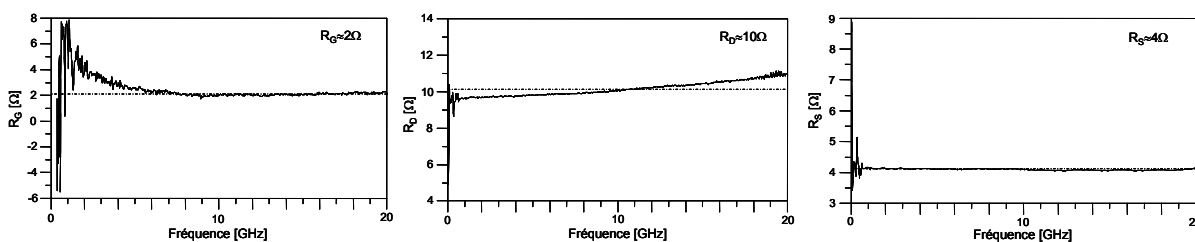


Fig 3.15 Mesures des résistances parasites.

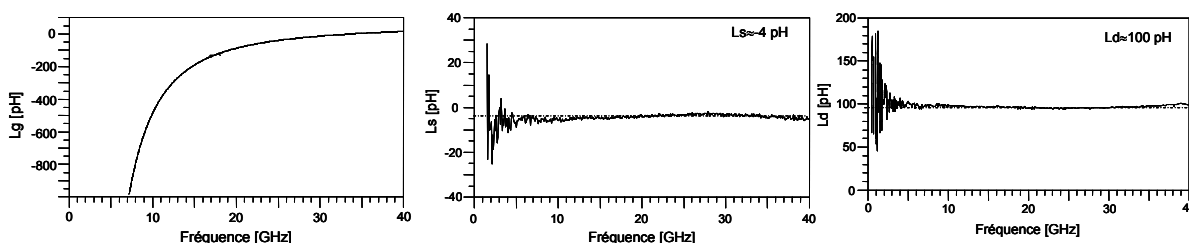


Fig 3.16 Mesures des inductances parasites.

Comme on peut le voir sur la figure 3.16 l'inductance  $L_g$  extraite n'est pas constante sur la plage de fréquence, et  $L_s$  est même déterminée comme étant « négative ». Cela est dû à une tension de commande  $V_{GS}$  trop faible ne permettant pas de réduire la capacité  $C_G$  induite par la zone de charge et d'espace sous la grille. Effectivement, la tension nécessaire pour supprimer les capacités incriminées doit être d'au moins  $V_{GS}=3\text{ V}$  [10-11]. Pour des technologies classiques cette tension est plus basse, autour de  $V_{GS}=1,4\text{ V}$  pour les HEMT AsGa et autour de  $V_{GS}=0,8\text{ V}$  pour les MESFET.

Par soucis de non dégradation de la grille du transistor modélisé, la tension  $V_{GS}$  prise n'a pas excédé  $2,5\text{ V}$ . Par rétro-simulation (figures 3.17a), nous pouvons observer un comportement similaire entre l'extraction de la valeur de l'inductance de grille par la mesure et la simulation du réseau parasite prenant en compte la capacité résiduelle  $C_G$  sous la grille. De même lors de la rétro simulation du réseau parasite, la valeur de l'inductance de source  $L_s$  et de l'inductance de drain  $L_d$  possèdent un comportement identique à la figure 3.15.

La figure 3.17b présente le schéma équivalent simulé.

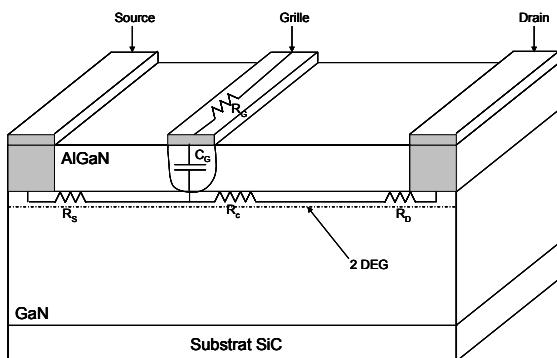


Fig 3.17a Présence d'une capacité parasite sous la grille du transistor.

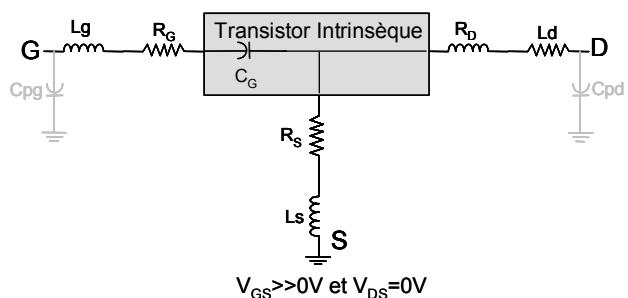


Fig 3.17b Schéma équivalent avec la présence de la capacité parasite sous la grille.

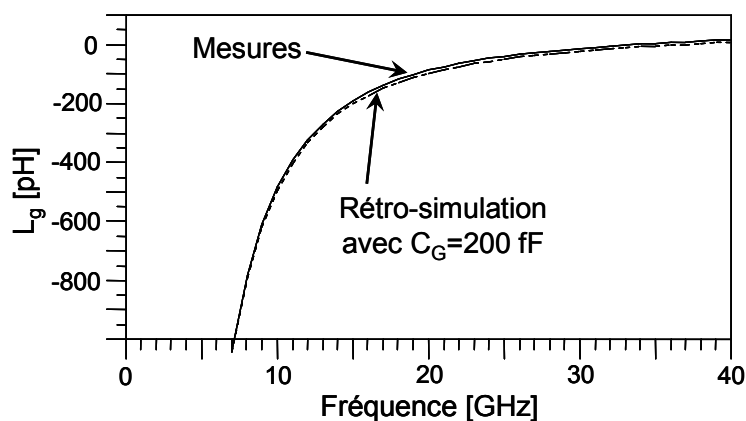


Fig 3.17c Comparaison de la simulation avec la capacité  $C_G$  et de la mesure.

La présence de la capacité parasite de grille  $C_G$  lors de l'extraction des valeurs des éléments parasites, vient masquer la valeur de l'inductance  $L_g$ . L'expression mathématique [III.1] doit tenir compte de la mise en série de cette capacité dans le schéma équivalent. L'expression est donc modifiée comme suit :

Le coude observé sur la figure 3.17c s'explique par la transformation d'un comportement apparent capacitif à faible fréquence dû à la capacité  $C_G$ , en un comportement à caractère inductif à haute fréquence lorsque la quantité  $1/(C_G\omega^2)$  devient négligeable vis-à-vis des inductances ( $L_s+L_g$ ). Nous pouvons observer le début d'un comportement asymptotique en haute fréquence de la représentation fréquentielle de la valeur  $L_g$  qui tend vers sa valeur réelle. Une des solutions envisageable pour obtenir la valeur de  $L_g$ , serait d'augmenter la tension de grille afin de réduire la capacité  $C_G$  (en contrôlant la non détérioration du contact Schottky) ou d'augmenter la fréquence de la mesure pour tendre plus rapidement vers la valeur réelle de  $L_g$ .

La valeur négative de l'inductance de source  $L_s$  est en majeure partie due aux capacités parasites des plots, dont la présence n'est pas masquée dans ce régime de fonctionnement du composant. Le caractère capacitif est donc dominant, et vient se superposer à la contribution inductive de source.

Par la suite, les éléments intrinsèques sont obtenus par optimisation pour les différents points de repos du composant. Des lois de régression permettent ensuite de paramétrer les variations des éléments intrinsèques en fonction de la polarisation.

### **3.2.2.c. Modélisation de la caractéristique impulsionnelle**

Le choix de modéliser la caractéristique impulsionnelle au point de repos de la future application, a été évoqué au début du paragraphe : « Développement d'un modèle fort signal ». Avec cette technique, il est possible de réaliser un gain de temps important dans l'élaboration d'un modèle fort signal et d'obtenir une bonne gestion des non linéarités pour l'évaluation des performances du futur circuit.

Le modèle de Fager [12-13] a été retenu pour les degrés de liberté offerts et sa gestion de la forme de la transconductance. Ainsi, ce modèle permet une transcription fidèle de la transconductance d'un HEMT GaN.

Par soucis de rapidité le nombre de paramètres du modèle sera réduit et les paramètres non instruits dans notre modèle seront remplacés par des polynômes monotones qui dépendent de la tension de commande  $V_{GS}$ . Une procédure d'optimisation développée sous MatLab, donne accès aux valeurs des constantes des polynômes par itérations successives. Pour chaque valeur de tension grille  $V_{GS}$  utilisée dans la procédure, le taux de convergence entre la mesure et le modèle est toujours inférieur à 5%.

#### Equation du courant $I_D$ :

La forme de l'équation retenue pour traduire le courant de drain est la suivante :

Les paramètres  $I_S(V_{GS})$  et  $P_S(V_{GS})$  sont les paramètres du modèle de Fager, traduits ici par des polynômes. Les autres paramètres comme :  $A_P$ ,  $P_P$ ,  $V_{TP}$ , et  $A_C$ ,  $P_C$ ,  $V_{TC}$  sont des constantes. Le modèle de Fager ( $I_{Fager}$ ) permet de traduire la zone ohmique et le début de la zone saturé du réseau de caractéristiques impulsionnel. L'adjonction d'un terme d'erreur ( $I_{Correction}$ ) permet de corriger le réseau de caractéristiques et d'obtenir un modèle valable jusqu'à une tension de drain  $V_{DS}=20$  V. Enfin, le terme  $K_{Correction}$ , rend le modèle au moins 7 fois dérivable en fixant la tension de pincement du composant. Pour que le modèle soit dérivable et utilisable lors de simulations « Harmonic Balance », la fonction fixant le seuil de tension de pincement doit être elle-même plusieurs fois dérivable. Avec le terme  $K_{Correction}$ , on évite ici toute non dérivabilité du modèle de la source de courant.

Les polynômes  $I_S(V_{GS})$  et  $P_S(V_{GS})$  utilisés ont un ordre limité à 3. Ceci est imposé par soucis d'obtenir des équations monotones, afin de traduire correctement la valeur du gain petit signal en évitant des ondulations sur les caractéristiques  $I_{DS}(V_{GS})$ . Toute ondulation de la caractéristique  $I_D$  fonction de  $V_{GS}$ , introduit une dispersion du gain petit signal rendant le modèle fort signal inexploitable. La figure 3.18 montre l'allure des polynômes choisis.

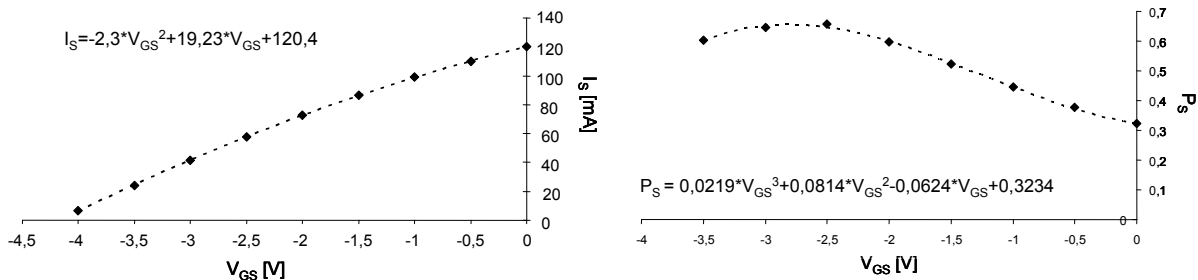


Fig 3.18 Polynômes d’approximation utilisés dans le modèle.

Les figures 3.19a et b montrent l’accord satisfaisant obtenu entre la simulation et la mesure.

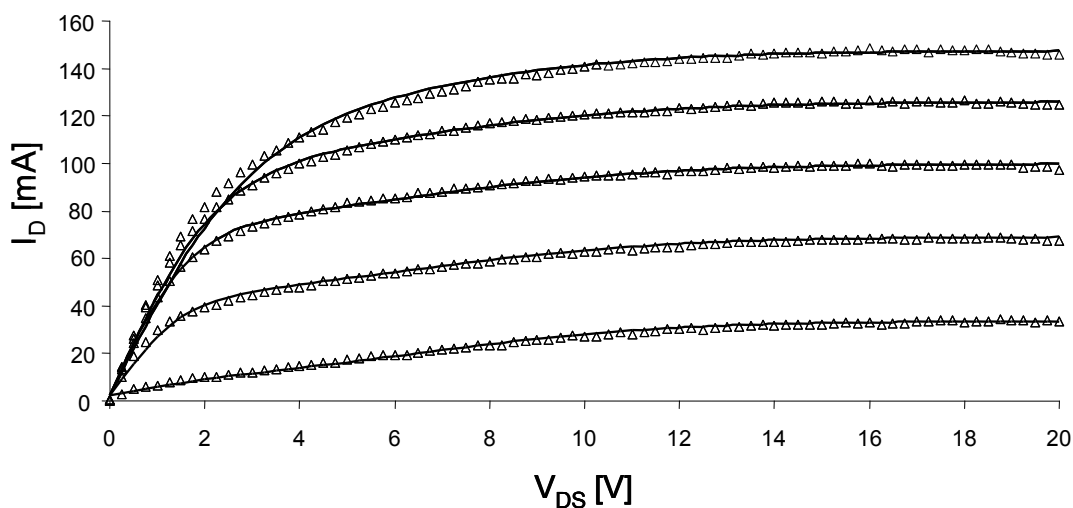


Fig 3.19a Accord simulation  $\Delta$  et mesures — de la caractéristique impulsionnelle (HEMT  $2 \times 0.25 \times 75 \mu\text{m}^2$ , excursions de tension de grille  $-4\text{V} < V_{GS} < 0\text{V}$ ).

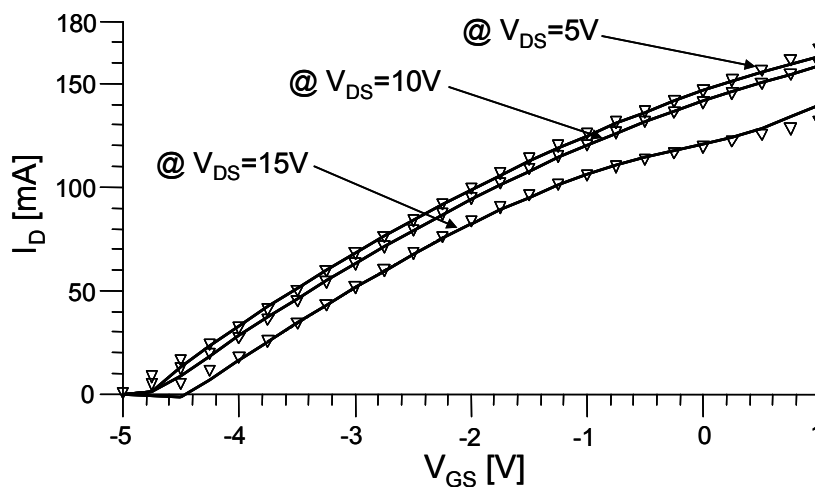


Fig 3.19b Accord simulation  $\Delta$  et mesures — de la caractéristique impulsionnelle. (HEMT  $2 \times 0.25 \times 75 \mu\text{m}^2$ ).



Le flot de conception utilisé pour modéliser mathématiquement la source de courant du transistor est présenté figure 3.20. La première série de récurrences (Fig 3.20 {1}) fixe la limite d'optimisation pour laquelle les polynômes du modèle seront monotones. La deuxième série de récurrences (Fig 3.20 {2}) détermine le modèle en établissant la fonction de correction. Enfin, le modèle est rendu plusieurs fois dérivable grâce la fonction de positionnement de la tension de pincement (Fig 3.20 {3}).

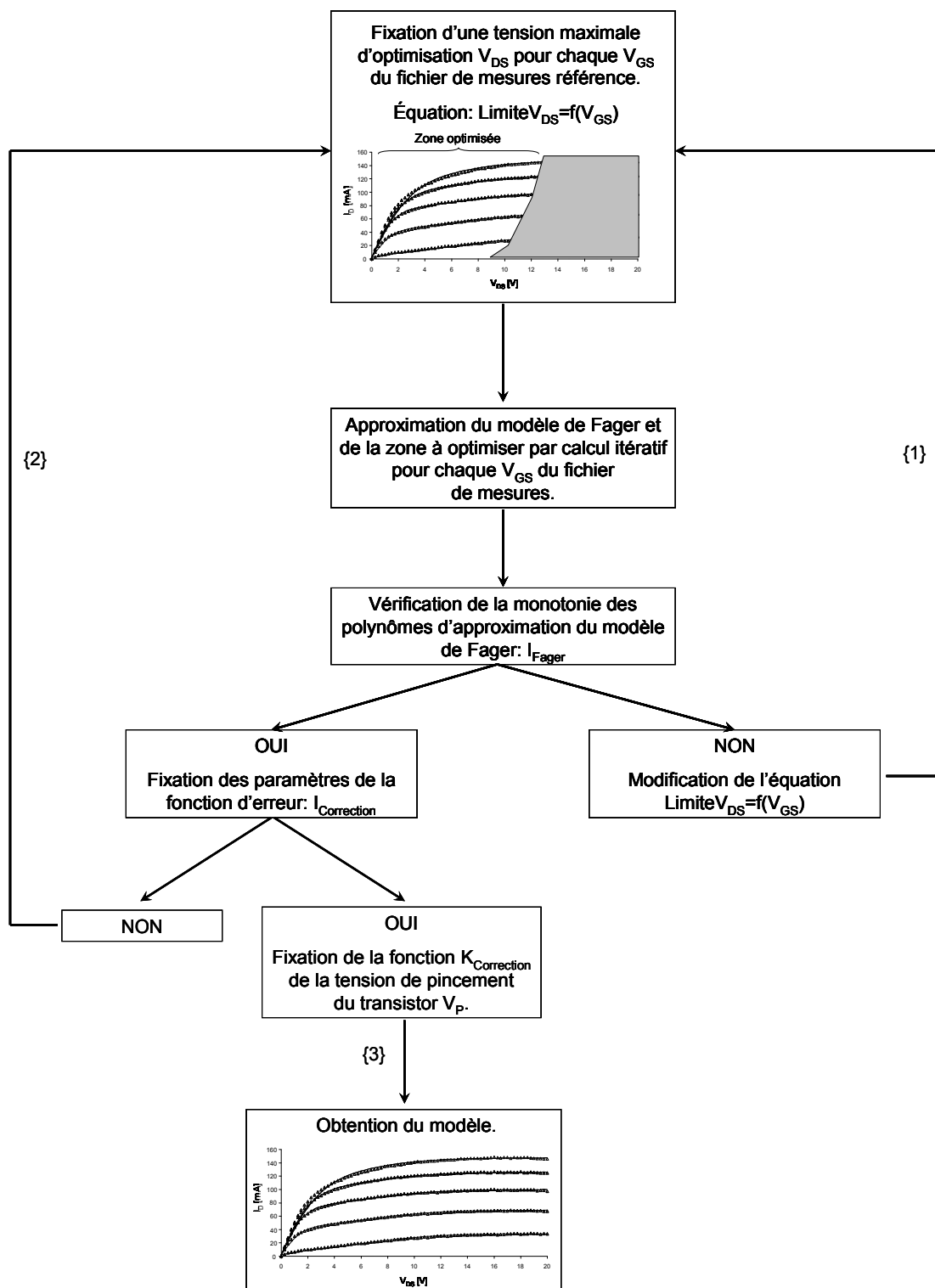


Fig 3.20 Synoptique du flot de modélisation de la source de courant.

Cette technique peut aussi être employée afin de traduire rapidement une caractéristique statique. Il est facile d'y rajouter des fonctions d'erreurs permettant de traduire

mathématiquement des phénomènes physiques comme le « Kink effect » [14] ou le « Floating body effect » [15]. La figure 3.21 montre la réalisation d'un modèle DC prenant en compte le « Floating body effect » d'une structure HEMT GaN ( $2 \times 0.25 \times 75 \mu\text{m}^2$  sur substrat SiC).

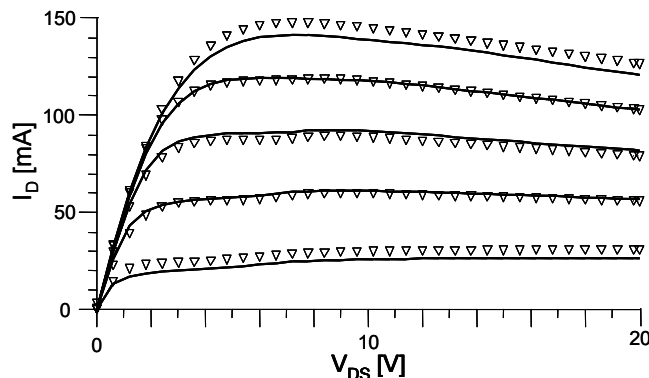


Fig 3.21 Adaptation de notre modèle avec adjonction de l'effet grille flottante (Floating Body Effect), simulation  $\Delta$  et mesures — de la caractéristique DC.  
HEMT  $2 \times 0.25 \times 75 \mu\text{m}^2$  sur substrat SiC

Dés lors, il pourrait être envisageable de tenir compte du « Gatelag » et du « Drainlag » avec un réseau électrique extérieur au modèle de la source de courant [16].

#### Implémentation sous le logiciel ADS :

L'implémentation de la source de courant a été réalisée à l'aide des boîtes outils SDD présentées sous ADS. Ainsi il est possible, par plusieurs niveaux de hiérarchie, de rendre les calculs des différentes composantes du modèle indépendants les uns des autres. La séparation entre les commandes statique et dynamique se fait à l'aide des outils « DC-Feed » et « DC-Block » : il est alors possible de traduire séparément la contribution de la commande statique pour exprimer le point de repos et le courant dynamique autour du point de repos, en fonction de l'amplitude de la commande. La figure 3.22 montre la source de courant commandée utilisée lors des simulations. Enfin, la source de courant  $I_D$  supporte aussi simultanément la composante statique et dynamique, et peut être intégrée simplement dans le modèle du transistor.

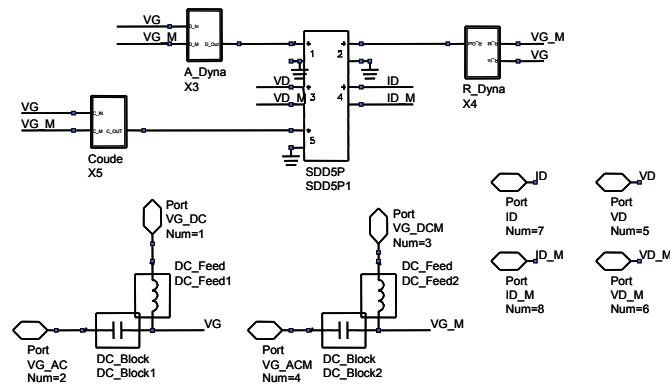


Fig 3.22 Source de courant commandée du transistor implémentée sous ADS.

### 3.2.3. Validation du modèle

Le modèle de la source en courant ainsi que les accès du transistor étant fixés, les valeurs des composants intrinsèques du transistor vont être obtenues par optimisation sous ADS. Une cartographie de paramètres S a été réalisée autour du point de fonctionnement choisie ( $V_{GS} = -3$  V et  $V_{DS} = 10$  V).

#### 3.2.3.a. Petit signal

Le paramétrage des éléments intrinsèques est accompli à l'aide de la cartographie évoquée ci-dessus. Les figures 3.23 a,b,c montrent l'accord entre la simulation et la mesure : un accord très satisfaisant est obtenu sur les quatre paramètres de dispersion au point de repos retenu (figure 3.23a,  $V_{GS} = -3$  V,  $V_{DS} = 10$  V), mais aussi pour une tension de commande  $V_{GS}$  de 0 V (figure 3.23b) et de -4 V (figure 3.23c). L'effet de « Drainlag » (§ 3.2.2a) n'a pas été pris en compte. L'influence de celui-ci au premier ordre, n'a pas été estimé comme étant critique pour la conception et l'estimation des performances du démonstrateur autour du point de repos choisi (Fig 3.9).

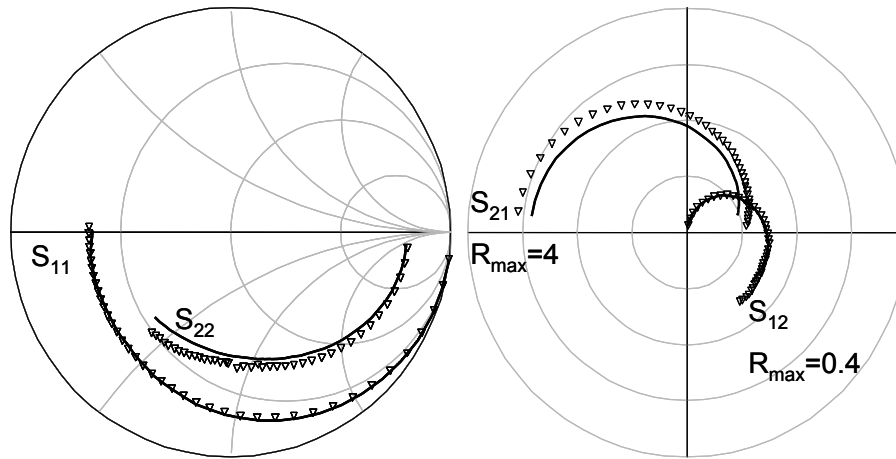


Fig 3.23a Accord simulation — mesures  $\Delta$  pour  $V_{GS}=-3$  V et  $V_{DS}=10$  V  
Mesures effectuées de 40 MHz à 40 GHz (HEMT  $2 \times 0.25 \times 75 \mu\text{m}^2$ )

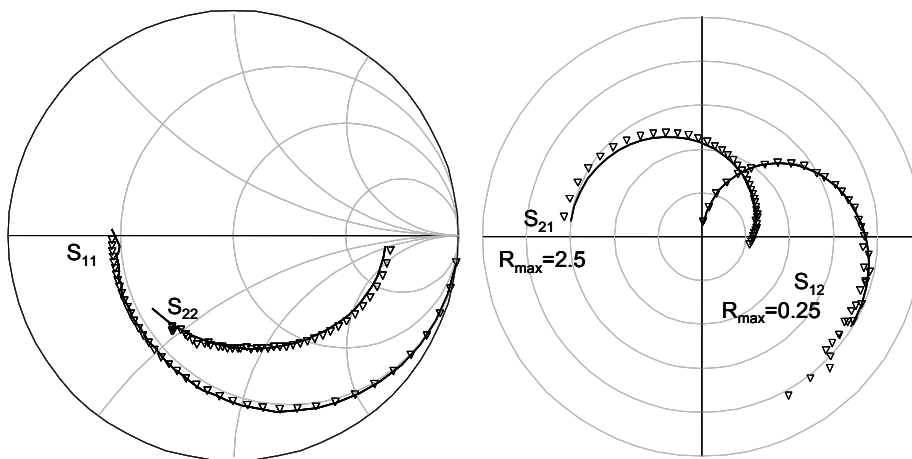


Fig 3.23b Accord simulation — mesures  $\Delta$  pour  $V_{GS}=0$  V et  $V_{DS}=10$  V  
Mesures effectuées de 40 MHz à 40 GHz (HEMT  $2 \times 0.25 \times 75 \mu\text{m}^2$ )

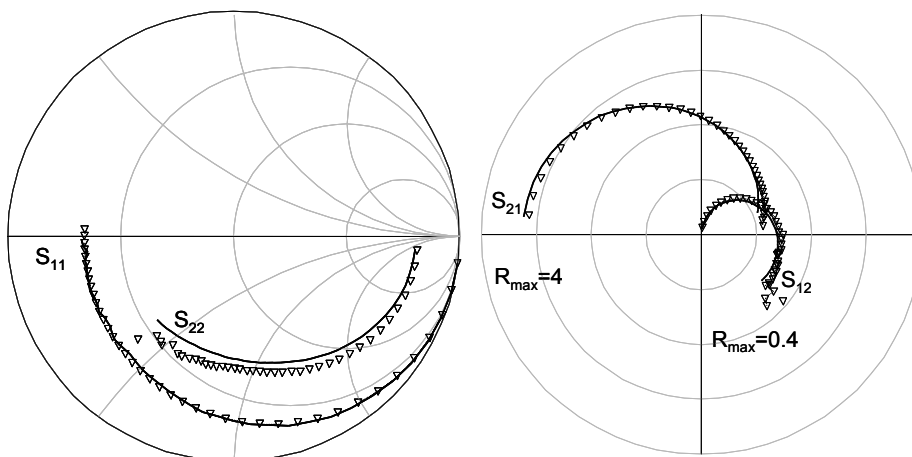


Fig 3.23c Accord simulation — mesures  $\Delta$  pour  $V_{GS}=-4$  V et  $V_{DS}=10$  V  
Mesures effectuées de 40 MHz à 40 GHz (HEMT  $2 \times 0.25 \times 75 \mu\text{m}^2$ )

La qualité de la transcription du modèle en régime petit signal est importante pour l'évaluation des conditions d'entretien de l'oscillation. Un soin doit être apporté quant à l'accord entre la mesure et de la simulation des paramètres S de réflexion ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ) pour une topologie d'oscillateur en réflexion, afin d'obtenir une faible incertitude sur la phase et l'amplitude des paramètres à la fréquence de travail désirée (10 GHz). Effectivement, une trop grande incertitude sur ces deux paramètres peut conduire à une mauvaise évaluation des conditions d'oscillation du circuit (décalage de la fréquence d'oscillation, voire pas d'oscillation).

L'écart observé sur le gain  $S_{21}$  (figure 3.23a) est constant et inférieur à 0,5 dB. Cela est peu gênant pour l'évaluation des conditions d'oscillation. Ceci peut être éventuellement attribué à des effets thermiques partiellement pris en compte sous la condition  $\tau = 0,1\mu\text{s}$  des mesures en impulsion (ce qui est cohérent avec le fait que le gain simulé est inférieur au gain mesuré).

### 3.2.3.b. Fort signal

La validation du modèle en régime fort signal est nécessaire pour garantir le comportement non linéaire de l'oscillateur.

En régime établi, des phénomènes physiques viennent saturer le composant et limiter l'amplitude du signal. Les éléments non linéaires sont généralement la capacité grille-source  $C_{GS}$ , la capacité grille drain  $C_{GD}$  et la source de courant commandée  $I_D$ . Le changement de la valeur moyenne de ces éléments avec l'augmentation de l'amplitude du signal de commande entraîne la stabilisation de l'amplitude du signal. Cette stabilisation est due à une chute de la valeur du gain  $S_{21}$  et à l'architecture retenue (niveau de contre-réaction).

La mesure de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée appliquée au transistor modélisé permet de vérifier la bonne gestion des non linéarités du modèle.

#### Mesure $P_S(P_E)$ :

La figure 3.24 montre la comparaison entre la mesure d'un composant du lot et le modèle du composant de référence.

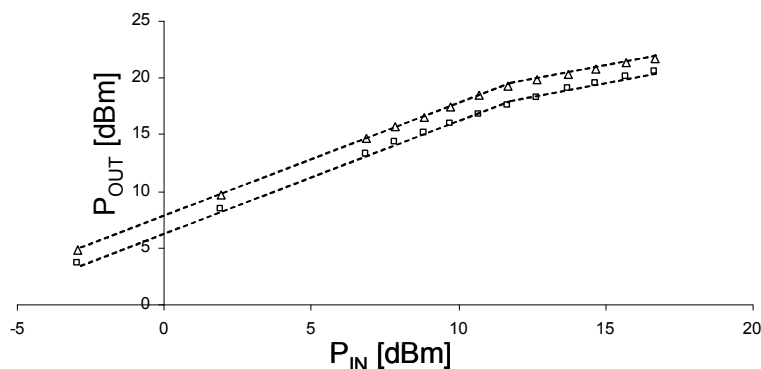


Fig 3.24 Simulation du composant de référence  $\Delta$  mesures d'un composant du lot  $\square$ .

(HEMT  $2 \times 0.25 \times 75 \mu\text{m}^2$ ,  $V_{GS} = -3 \text{ V}$ ,  $V_{DS} = 10 \text{ V}$ )

L'écart observé entre la simulation et la mesure est dû à la dispersion du courant de drain  $I_D$  entre les transistors d'un même lot. L'écart entre le courant de drain  $I_D$  du transistor de référence et le transistor mesuré est de 16% en faveur du transistor de référence.

La modification de l'équation du courant de la source commandé par l'ajout d'un facteur correctif  $\gamma = I_{D\text{-transistor}} / I_{D\text{-modèle}}$ , permet de prendre aisément en compte la dispersion observée sur le courant de drain  $I_D$  entre les transistors.

$\gamma$  représente le rapport entre le courant du transistor mesuré et celui du transistor modélisé. La figure 3.25 montre le résultat obtenu après modification.

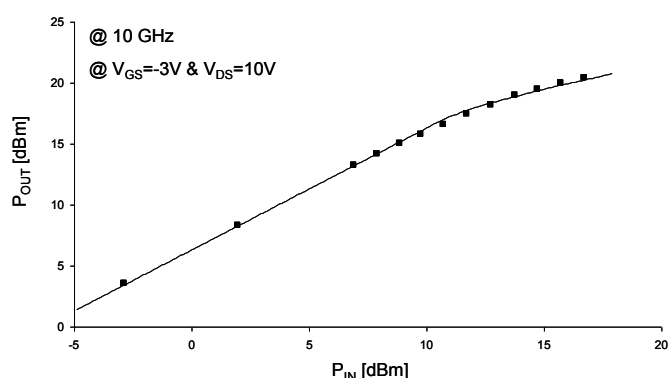


Fig 3.25 Caractéristique  $P_S(P_E)$  simulée du modèle corrigé — et mesures ■ pour le transistor  
(HEMT  $2 \times 0.25 \times 75 \mu\text{m}^2$ ,  $V_{GS} = -3 \text{ V}$ ,  $V_{DS} = 10 \text{ V}$ )

Nous pouvons remarquer sur la figure 3.25 l'importance de la zone linéaire et la faible compression du transistor. Ceci est un avantage important de la technologie GaN vis-à-vis des filières à faible bande interdite pour les applications d'amplification de puissance en micro-ondes. Avec des dimensions faibles ( $2 \times 75 \mu\text{m}$  de largeur de grille), le point de compression à 1 dB du transistor est de 19 dBm en sortie.

Enfin, nous pouvons aussi remarquer la saturation « relativement lente » du transistor. Cette saturation lente entraîne une faible chute du gain  $S_{21}$  lorsque la puissance appliquée en entrée du transistor augmente au-delà de la compression. Par voie de conséquence, le régime établi de l'oscillateur risque de se localiser dans cette région faiblement non linéaire et entraîner une forte dynamique sur la grille du composant, tout en excitant les harmoniques d'ordre supérieur non désirées.

### **3.2.3.c.           Modèle**

Le modèle final implémenté sous ADS est présenté par la figure 3.26.

Les non linéarités du transistor généralement dues aux capacités grille-source  $C_{GS}$ , grille-drain  $C_{GD}$  et à la source de courant commandée sont entièrement comprises dans la source de courant commandée du modèle. Les paramètres intrinsèques du modèle sont quant à eux paramétrés en fonction du point de repos du transistor. Les commandes dynamiques et statiques sont appliquées de façons différenciées à la source de courant commandée comme stipulé précédemment.



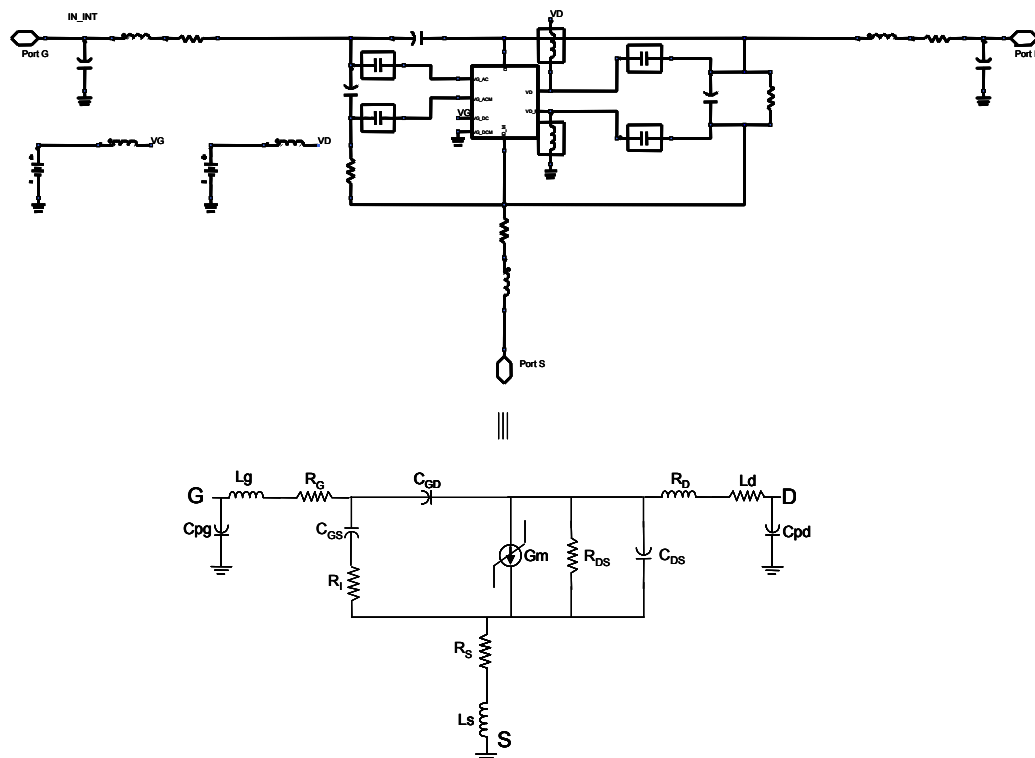


Fig 3.26 Equivalence entre l'implémentation ADS et le schéma équivalent du transistor.

### 3.3. Oscillateur

La technologie GaN commence à être largement employée pour la réalisation d'amplificateurs micro-ondes de forte puissance [17-18]. Ses qualités de linéarité et de robustesse face aux agressions électrostatiques en font un candidat de choix pour les applications Télécoms de puissance et applications Militaires. Le segment visé est celui détenu par les transistors LDMOS qui sont inappropriés pour les hautes fréquences. Les qualités de faible bruit des transistors GaN développés par Thales/Tiger, positionnent aussi cette technologie sur l'amplification faible bruit (bruit HF linéaire) et la génération de fréquences micro-ondes à haute pureté spectrale. Ce dernier secteur est déjà occupé par des technologies comme le Silicium Germanium (SiGe) et l'Arséniure de Gallium (AsGa). Les avantages majeurs du GaN résident dans la robustesse escomptée par la filière, et sa capacité à générer des signaux de forte puissance tout en conservant un bruit de phase faible [19]. De nombreuses applications militaires sont susceptibles d'être développées autour d'un oscillateur robuste permettant de supprimer des étages tampon d'amplification, comme l'illustre l'exemple d'utilisation de la technologie GaN figure 3.27. Des modules Télécoms communément réalisés à partir d'AsGa dans le secteur de l'aviation civile peuvent être améliorés par l'utilisation de la technologie GaN, en garantissant une immunité face à une

réflexion RADAR de forte puissance (LNA sans limiteur de puissance, amélioration du facteur de bruit global), et donc une sécurité accrue lors de la phase d'approche d'un aéronef.

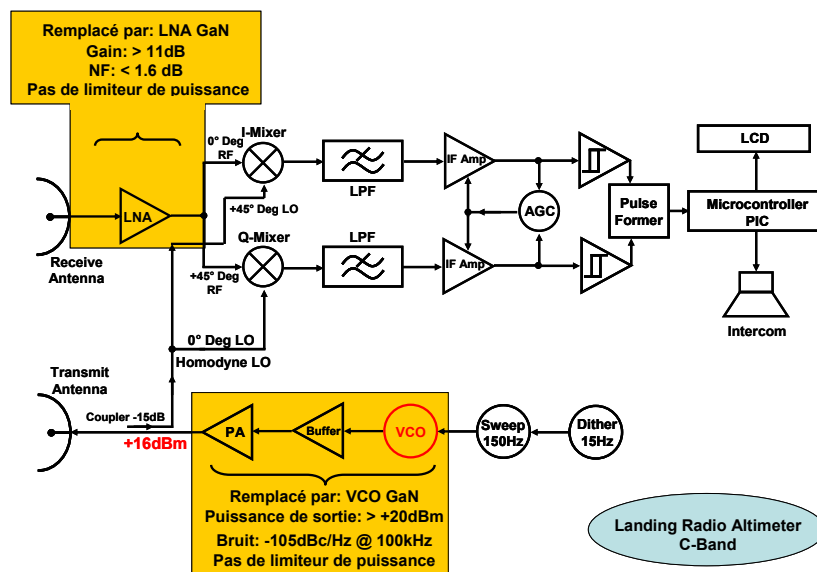


Fig 3.27 Exemple d'un radio altimètre utilisé lors des phases d'approches en Aéronautique civile.

### 3.3.1. Théorie de l'oscillation et topologies

#### 3.3.1.a. Conditions d'oscillations

Que cela soit en basses fréquences ou en hyperfréquences les mécanismes régissant les oscillations d'un transistor en électronique sont les mêmes et correspondent à des phénomènes physiques identiques. Ces conditions peuvent cependant s'exprimer de façons différentes selon que l'on travaille à basses ou hautes fréquences.

En hyperfréquences le formalisme retenu est le formalisme des ondes de Kurokawa contrairement au formalisme I-V classiquement utilisé en basses fréquences. Pour la réalisation d'un oscillateur, deux approches peuvent être utilisées. Cet oscillateur peut être conçu en transmission ou en réflexion.

L'oscillation d'un transistor sera donc obtenue lorsque dans un plan du circuit les ondes incidentes et réfléchies sont constructives et non destructives. Cette condition est réalisée à partir des coefficients de réflexion des composants internes au circuit. La figure 3.28 représente les coefficients de réflexion à l'entrée de deux dipôles.

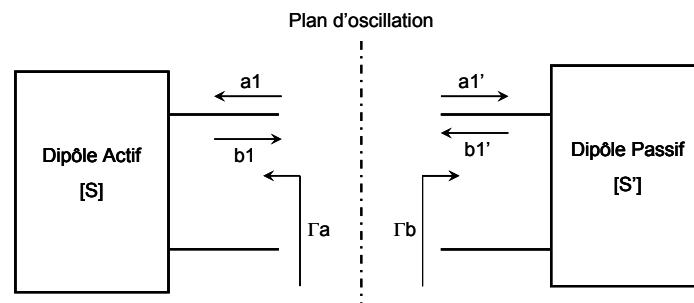


Fig 3.28 Représentation d'un oscillateur en réflexion à partir de 2 dipôles.

La condition d'oscillation établie s'écrit donc comme suit :

$$\text{avec } k \in \mathbb{N}$$

[III.13] représente la condition sur le gain de boucle fermé en régime établi. Elle traduit une amplitude d'onde constante. [III.14] traduit le caractère constructif des ondes pour l'entretien du régime oscillatoire se poursuivre. Elle représente la phase que l'on doit obtenir dans le plan d'oscillation.

Il est facile d'obtenir ces conditions d'oscillation en régime établi à partir des impédances du circuit. On obtient donc les expressions suivantes :

La condition de démarrage des oscillations est obtenue quant à elle, si le système actif possède un gain supérieur aux pertes du résonateur. La condition sur la phase doit toujours être constructive pour obtenir les oscillations. La figure 3.29 représente le mécanisme à l'entrée d'un système actif pour une topologie en réflexion. Ici, la résistance négative (dipôle actif  $|S_{11}| > 1$ ) doit présenter une valeur permettant de compenser les pertes du résonateur (dipôle passif).

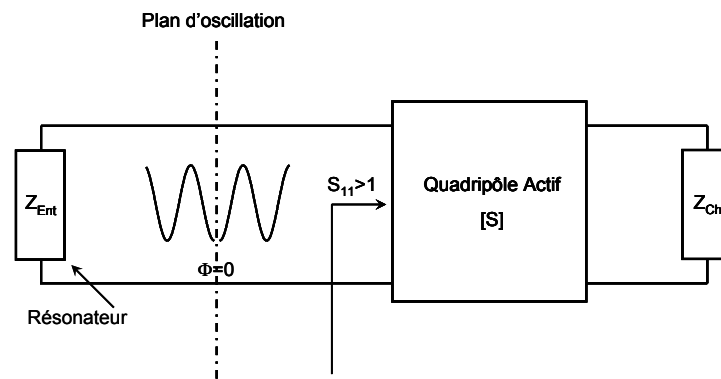


Fig 3.29 Conditions de démarrage de l'oscillation.

Enfin, le démarrage de l'oscillateur peut-être dû au bruit thermique présent dans le circuit ou encore à une impulsion électrique due a la mise sous tension du composant. L'oscillation à la fréquence choisie sera réalisée par le filtrage de la fréquence remplissant simultanément la condition unique de phase et de gain. La figure 3.30 montre le schéma de principe d'un oscillateur.

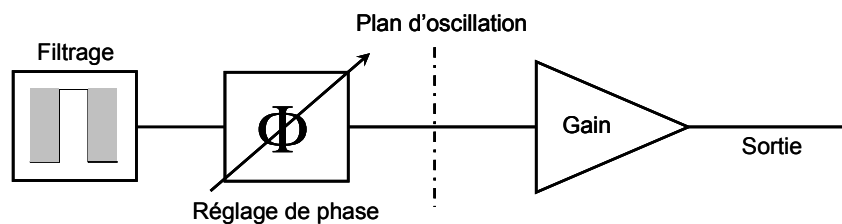


Fig 3.30 Schéma de principe d'un oscillateur en réflexion.

### 3.3.1.b. Mise en œuvre pratique

Pour réaliser un oscillateur il faut donc satisfaire deux conditions majeures :

- un gain permettant l'oscillation et la compensation des pertes du circuit
- une condition de phase constructive dans le plan d'oscillation choisi

Ces conditions doivent être unique sur toute la bande de fréquence où le transistor a du gain. Sous ADS il est facile de vérifier ces conditions dans le plan d'oscillation choisi grâce à l'outil « OscTest ». La figure 3.31 représente la forme du gain en transmission ou en réflexion en fonction de la topologie retenue, et la condition de phase passant par zéro à la fréquence choisie.

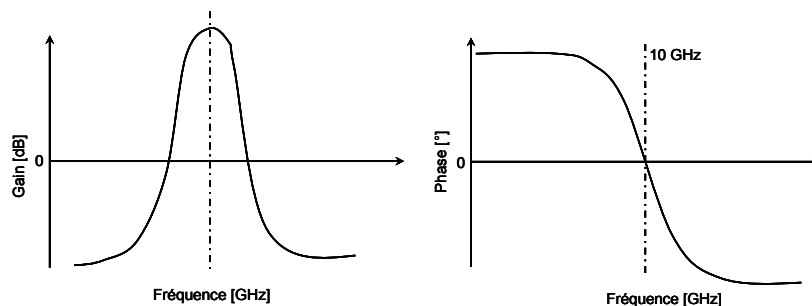


Fig 3.31 Condition à réaliser avec l'OscTest. (solution unique de  $0 < \text{fréquence} \leq F_{\max}$ )

Ensuite, l'oscillation est calculée par une simulation d'équilibrage harmonique (outil 'Harmonic Balance' sous ADS) en fonction des non linéarités du transistor et des conditions d'oscillation imposées par le circuit. La figure 3.32 présente un schématique ADS typique.

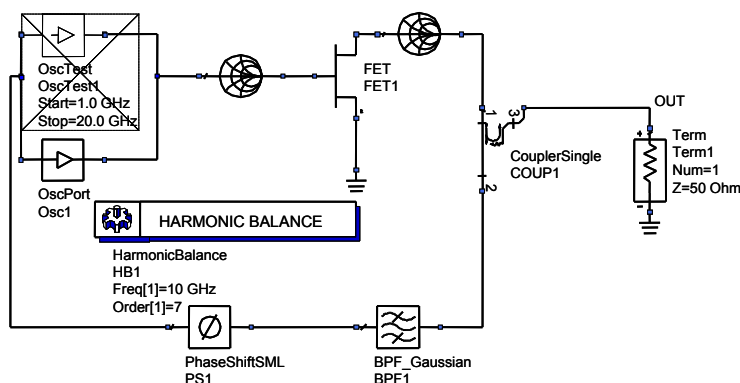


Fig 3.32 Schématique ADS pour l'oscillation d'un oscillateur en transmission.

### 3.3.1.c. Choix de la topologie de l'oscillateur

Il existe deux topologies pour réaliser des oscillateurs. Nous allons tenter d'expliciter les différences entre topologies et justifier notre choix de topologie en réflexion.

#### Oscillateur parallèle ou en transmission :

Ce type de topologie est délicat à mettre en œuvre en réalisation hybride, en raison de la finesse de l'ajustage de la phase.

Pour obtenir les performances optimales du transistor, assurant une conversion DC-RF élevée, il faut adapter le transistor sur une charge en sortie. Il doit aussi être adapté en entrée. Cela suppose donc que le transistor est simultanément adaptable en entrée et sortie. De plus, il faut

prévoir les pertes de la boucle de contre réaction ainsi que les pertes d'insertion du résonateur, afin d'optimiser la puissance disponible en sortie sur la charge.

D'un point de vue pratique, une topologie parallèle implique des distances de ligne fixes (pour satisfaire la condition de phase). Il est donc impossible de réajuster une condition de phase dès lors qu'un transistor possède une dispersion de ses paramètres par rapport au composant de référence. De plus, cette topologie nécessite une maîtrise importante dans sa réalisation pratique. Lors du montage, la faible maîtrise manuelle de la longueur des fils de « bonding » représente un risque de non oscillation du circuit.

Cette topologie sera écartée dans un premier temps pour son risque élevé d'échec (dans notre cas : montage hybride associé à l'utilisation d'une technologie nouvelle pour les transistors, et l'utilisation d'un modèle original non encore éprouvé dans un contexte circuit).

#### Oscillateur série ou en réflexion :

L'oscillateur série consiste à créer en entrée ou en sortie du transistor une résistance négative. Généralement on obtient cette résistance négative par dégénérescence capacitive de la source. Une fois cette déstabilisation obtenue, on peut charger le transistor par un réseau d'impédance de sortie présentant une charge optimale puis obtenir l'oscillation du transistor en réglant la condition de phase sur l'entrée.

De plus, cette topologie offre deux degrés de libertés de réglage après réalisation (en montage hybride). Il est facile de retoucher la condition de phase en modifiant la longueur d'une ligne « microstrip » en terminaison circuit ouvert, ou la valeur de la résistance négative en modifiant la valeur de la déstabilisation capacitive.

Cette topologie a été préférée pour ces degrés de réglage. Ainsi la dispersion des transistors et l'incertitude de la réalisation manuelle pourront être plus facilement corrigées.

### **3.3.2. Réalisation & performances**

#### **3.3.2.a. Réalisation pratique**

##### Adaptation :

Le premier verrou pour la réalisation d'un amplificateur ou d'un oscillateur en topologie parallèle concerne la possibilité de réaliser l'adaptation entrée sortie des transistors. Pour cela, le facteur de Rollet  $K$  doit être supérieur à 1. Cette condition est obtenue grâce à des inductances disposées sur les accès de sources. Pour une inductance proche de 1 nH, le facteur  $K$  sera supérieur à 1 et les coefficients de réflexion entrée sortie seront inférieurs à 1 rendant

le transistor adaptable simultanément en entrée et en sortie. Avec l'utilisation de ces inductances, le gain du transistor sera peu dégradée en regard de la mise en parallèle d'une résistance sur l'entrée par exemple. Pour que  $K$  reste supérieur à 1, la valeur de l'inductance ne doit pas être inférieure à 0,7 nH dans notre cas. De plus, le déterminant  $\Delta$  de l'expression du facteur  $K$  étant inférieur à 1, la stabilité est inconditionnelle. Cette inductance disposée sur l'accès de source diminue la valeur du gain  $S_{21}$  et augmente la valeur du produit  $S_{11} * S_{22}$  de telle sorte que  $K$  est supérieur à 1.

Les figures 3.33 représentent la valeur du facteur  $K$  en fonction de la fréquence, ainsi que la perte de gain et les coefficients de réflexion pour que l'adaptation soit réalisée en entrée et sortie avec une valeur d'inductance sur l'accès de source de 1 nH.

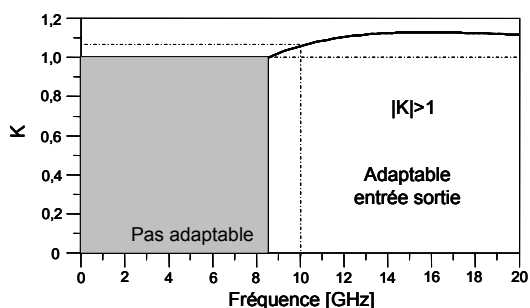


Fig 3.33a Evolution fréquentielle du facteur  $K$ .

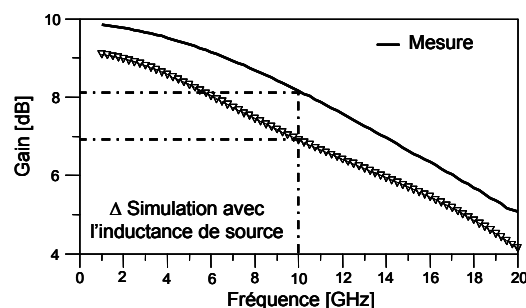


Fig 3.33b Perte de gain associée à la stabilisation inductive de source

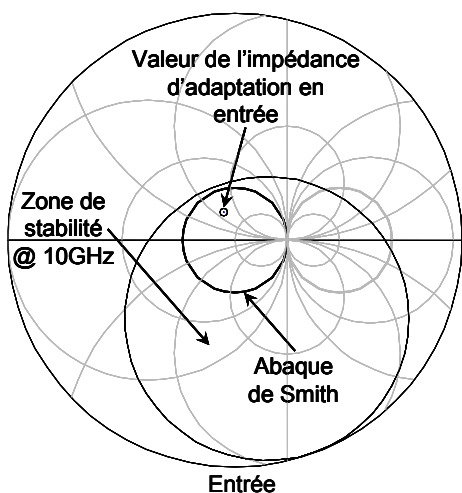


Fig 3.33c Cercle de stabilité en entrée une valeur d'inductance de source de 1 nH.  
HEMT  $2 \times 0.25 \times 75 \mu\text{m}^2$ ,  $V_{GS} = -3\text{V}$ ,  $V_{DS} = 10\text{V}$

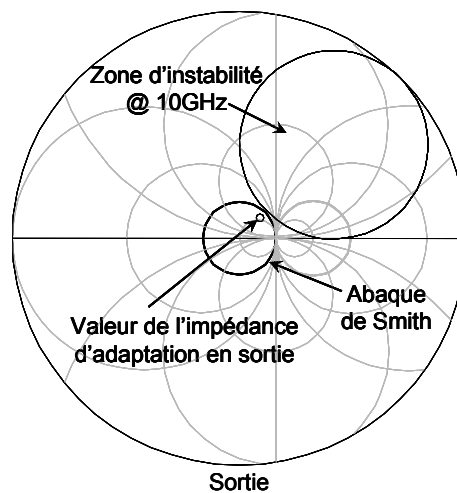


Fig 3.33d Cercle d'instabilité en sortie pour une valeur d'inductance de source de 1 nH.  
HEMT  $2 \times 0.25 \times 75 \mu\text{m}^2$ ,  $V_{GS} = -3\text{V}$ ,  $V_{DS} = 10\text{V}$

Dans la réalisation d'un oscillateur en réflexion (solution retenue), la présence de la résistance négative en entrée du transistor rend automatiquement le facteur  $K < 1$ . Dans notre cas, la réalisation hybride de l'oscillateur impose des fils de « bonding » dont la longueur minimale réalisable génère une inductance sur les accès de source de 0,7 nH. Cette inductance stabilise le transistor à 10 GHz !

Résistance négative ( $S_{11} > 1$ ) et condition de phase :

C'est une phase critique de la réalisation de l'oscillateur.

Le transistor étant stabilisé par les fils de « bonding » de source, la valeur de la capacité de dégénérescence doit être importante : nous utilisons plutôt une approche distribuée à base de ligne de transmission microruban. La ligne microruban disposée en série avec l'accès de source du transistor permet de générer un module de réflexion en entrée du transistor supérieur à 1 ( $|S_{11}| > 1$ ).

Dans notre cas, lorsque le maximum de résistance négative est obtenu en entrée, le transistor est légèrement déstabilisé en sortie. De plus, ce maximum génère des excursions de tension de grille supérieures aux limites de validité du modèle (supérieur à 10 Vcc). Le choix retenu pour limiter la tension de grille en régime dynamique est de décaler ce maximum de résistance négative. La Figure 3.34 représente les conditions d'oscillation retenues.

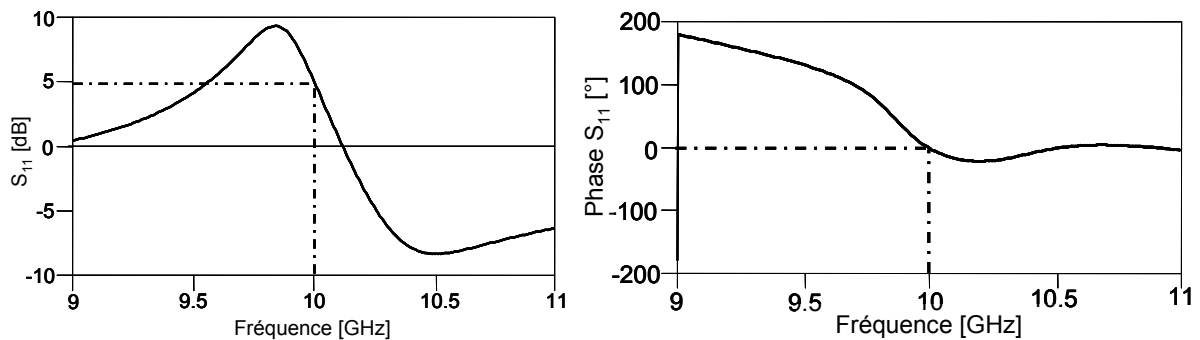


Fig 3.34 Conditions d'oscillations retenues.

Enfin la condition de phase a été obtenue en disposant un « stub » ouvert en entrée de la grille. En réglant la longueur du « stub », on peut obtenir une condition de phase constructive à la fréquence souhaitée.

La figure 3.37 montre la réalisation finale.



### Polarisation du transistor :

La polarisation du transistor côté grille et côté drain a été réalisée à travers un système « papillon ». Cela a pour avantage de présenter du côté circuit RF une forte impédance évitant au signal dynamique de remonter vers le générateur. Par ailleurs, la faible impédance sur le trajet de la polarisation jusqu'à l'accès du transistor, permet d'appliquer le point de repos au dispositif.

Ainsi, on obtient un système de polarisation offrant une large bande passante en transmission, une excellente adaptation à 10 GHz et aussi une très bonne isolation à la fréquence d'oscillation. Pour les harmoniques, le système offre une isolation d'environ -23 dB. Enfin, la largeur de la ligne (permettant de régler également la largeur de la bande passante), a été choisie de manière à assurer la circulation du courant élevé du point de repos (coté drain,  $I_D=60$  mA).

Les figures 3.35 montrent les simulations ADS du système de polarisation.

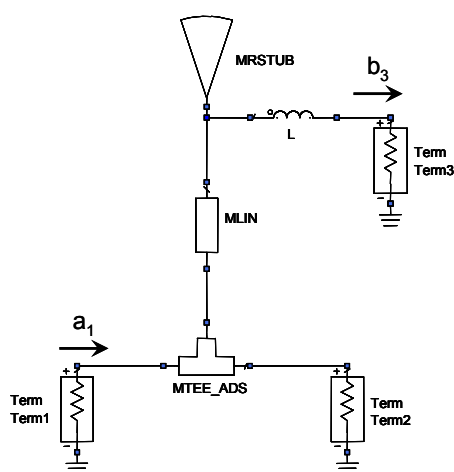


Fig 3.35a Papillon de polarisation

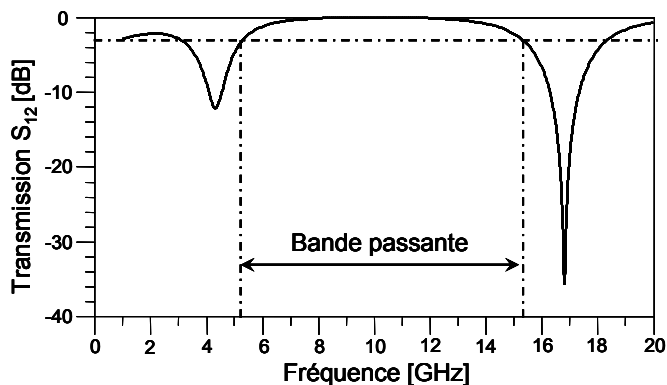


Fig 3.35b Bande passante du papillon

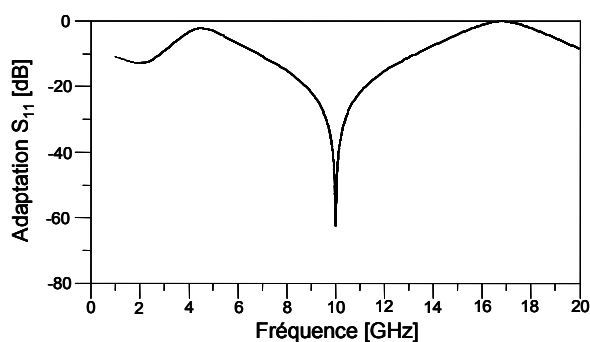


Fig 3.35c Adaptation du papillon

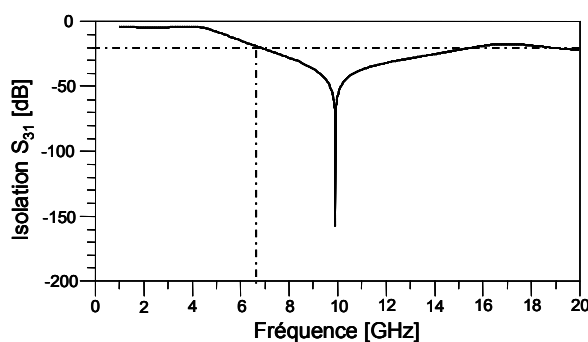


Fig 3.35d Isolation du papillon

### Compensations des Dispersions du montage :

La topologie choisie offre la possibilité de régler le montage *a posteriori*. Une dispersion au montage de 25% sur la longueur de chaque bonding (pire cas, 125  $\mu\text{m}$ ) entraîne une erreur de phase de 27°. Cette erreur peut être compensée par une modification de la longueur du stub de 12% soit 850  $\mu\text{m}$ .

Enfin, la présence de résistances séries pouvant faire baisser la valeur de la résistance négative, peut être compensée par un raccourcissement des lignes de sources. 1% de réduction de longueur (180  $\mu\text{m}$ ) augmente de 2,1 dB la résistance négative.

### Simulation de l'oscillateur :

La simulation du circuit avec les conditions d'oscillation de la figure 3.34 est représentée sur la figure 3.36. Ces conditions permettent aussi de minimiser la distorsion du signal.

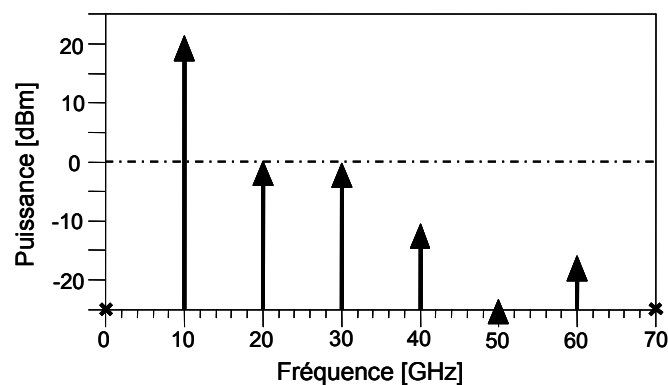


Fig 3.36 Simulation de la fréquence et puissance de sortie de l'oscillateur.

Circuit :

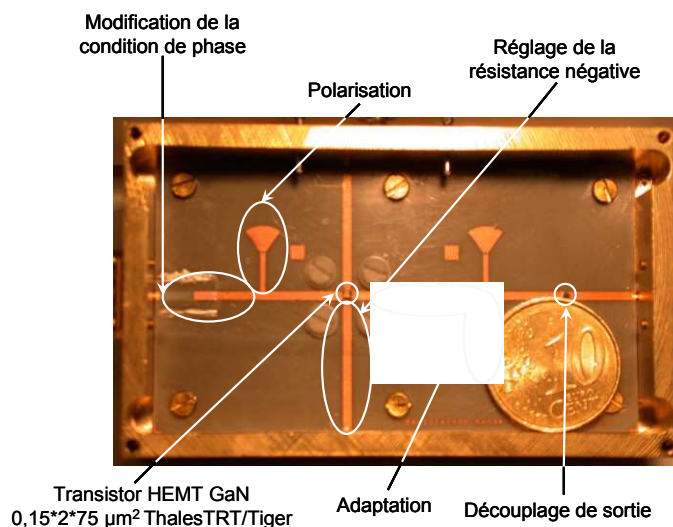


Fig 3.37 Oscillateur bande X (dans la figure, remplacer 0.15 par 0.25 μm).

### 3.3.2.b. Performances

Puissance de l'oscillateur :

La puissance de l'oscillateur a été mesurée autour de 20 dBm à 9,9 GHz pour un point de repos de  $V_{GS} = -3$  V et  $V_{DS} = 10$  V. Cette puissance peut-être légèrement augmentée (21 dBm) en forçant la tension  $V_{DS}$  à 15 V.

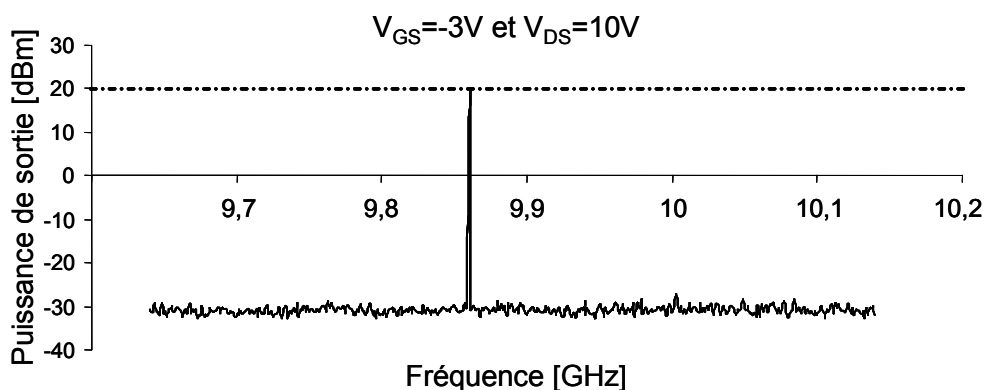


Fig 3.38 Puissance de sortie de l'oscillateur.

L'obtention d'une puissance de sortie élevée de l'oscillateur en bande X, permet l'utilisation de cette technologie pour des applications RADAR ou Télécom, tout en supprimant les étages

d'amplification nécessaires pour améliorer le gain de conversion des mélangeurs, réduisant de fait l'encombrement du système.

#### Bruit de Phase :

La mesure du bruit de phase est aussi une caractéristique importante de l'oscillateur. Pour les systèmes de télécommunication, la réduction du bruit de phase permet d'augmenter le débit d'un canal de transmission et de diminuer les erreurs de bit d'un protocole. La mesure du bruit de phase représente la réjection entre la puissance mesurée à la fréquence de la porteuse et la puissance mesurée sur une bande latérale à une distance déterminée de la porteuse. A 100 kHz de la porteuse on mesure une réjection de  $L_f = -105$  dBc/Hz. Le calcul a été effectué à partir de la relation de Leeson.

RBW représente la résolution de la bande vidéo de l'analyseur de spectre utilisé pour la mesure.  $P_{dBm}(10\text{GHz})$  et  $P_{dBm}(10,0001\text{GHz})$  sont respectivement les puissance mesurées à 10 GHz et à 100 kHz de la porteuse de 10 GHz.

La figure 3.39 montre une mesure effectuée à l'analyseur de spectre.

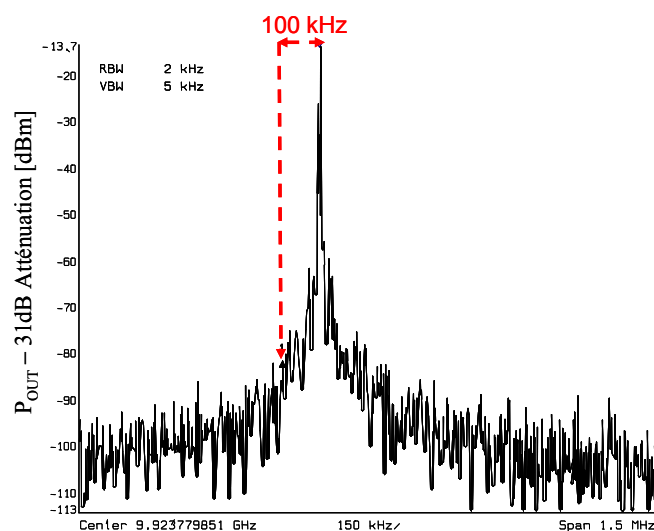


Figure 3.39 Mesure du bruit de phase de l'oscillateur.

Plusieurs mesures ont été réalisées à différents moments, dans différentes configurations de mesures (RBW) et cette valeur de -105 dBc/Hz représente la valeur typique relevée sur notre oscillateur.

Facteur de « Pushing » et de « Pulling » :

Ces termes Anglo-Saxon expriment pour le premier, la variation de fréquence de sortie de l'oscillateur pour une variation de la tension d'alimentation. Elle traduit la sensibilité notamment de notre résistance négative dont la capacité entre grille et source  $C_{GS}$  varie avec la polarisation du transistor. Le facteur de « Pushing » de l'oscillateur a été évalué à 600 kHz/V.

Le terme de pulling représente la variation de la fréquence de sortie de l'oscillateur pour une variation de charge placée en sortie. La mesure a été effectuée avec une charge court-circuit puis avec une charge circuit-ouvert. Le facteur de « Pulling » ou d'entraînement de fréquence est de 370 MHz. Une isolation serait nécessaire pour rendre l'oscillateur insensible aux conditions de charges lorsque l'oscillateur est connecté à un mélangeur de fréquence par exemple.

Qualité de la conversion de DC vers RF :

En fonction du point de repos mesuré pendant l'oscillation du circuit, la conversion du signal DC vers le signal RF a été évaluée à 23 %.

Distorsion :

Le taux de distorsion d'harmonique (TDH) indique la pureté spectrale de l'oscillateur à la fréquence de travail. La mesure du taux de distorsion d'harmonique est de : TDH=25 %. La figure 3.40 montre le spectre large bande de l'oscillateur.

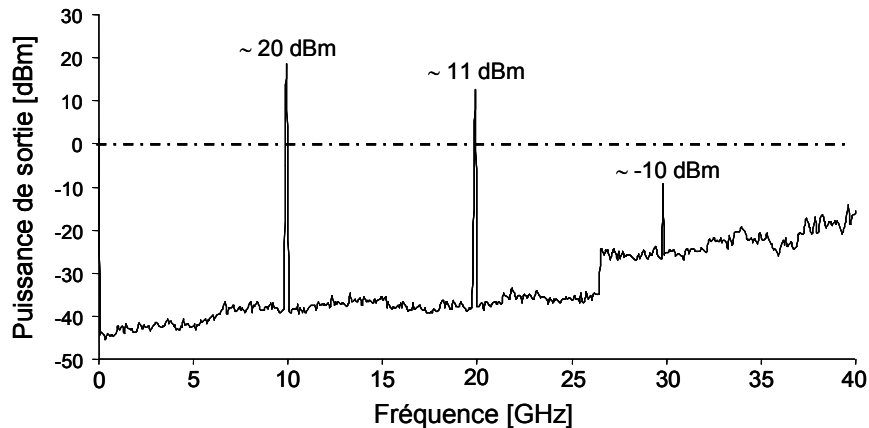


Figure 3.40 Mesure des harmoniques de l'oscillateur.

### 3.3.2.c. Problèmes

La réalisation pratique du circuit a soulevé de nombreux problèmes liés au montage pratique et au placement/branchement du transistor. Pour obtenir le montage final, deux réalisations ont été nécessaires ainsi qu'une retouche du circuit.

Echauffement du transistor et colle epoxy :

La première réalisation n'a pas pris en compte le fort échauffement du transistor. Les drains thermiques disposés sur la surface du transistor participent à sa régulation thermique, mais la face arrière joue un rôle tout aussi important. Il est donc obligatoire de tenir compte de la dissipation thermique face arrière, en optimisant le contact avec une surface thermiquement conductrice. Ainsi au montage, la colle époxy ne doit pas être employée de manière abusive pour éviter les problèmes thermiques et de transition vitreuse.

Le premier oscillateur procurait une oscillation à 3,5 GHz d'une puissance de 0 dBm au lieu d'une oscillation à 10 GHz et une puissance de 20 dBm souhaités. Cela était dû à la modification intrinsèque du transistor induite par la mauvaise évacuation thermique. L'échauffement du transistor induisait une forte réduction de la valeur du courant de drain  $I_D$  du point de repos.

Le premier montage et la solution retenue sont montrés sur la figure 3.41.

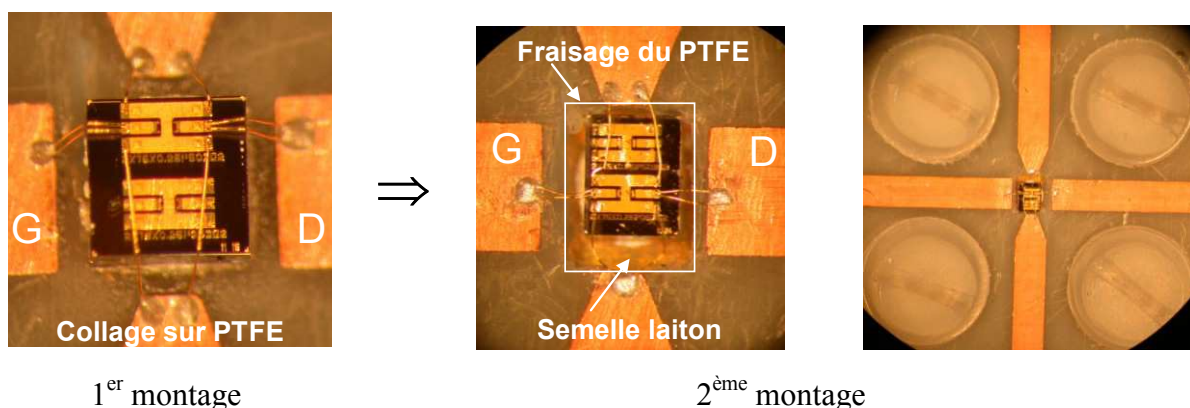


Fig 3.41 Montage pratique du transistor.

Par rétro simulation, il est possible de trouver des conditions d'oscillation proche de la fréquence d'oscillation observée en modifiant la valeur du courant de drain à sa valeur mesurée. Ceci montre une nouvelle fois la simplicité relative d'utilisation de notre modèle, et la qualité de la prise en compte d'effets secondaires (induits ici par un échauffement important). La figure 3.42 représente les conditions d'oscillations retro-simulées.

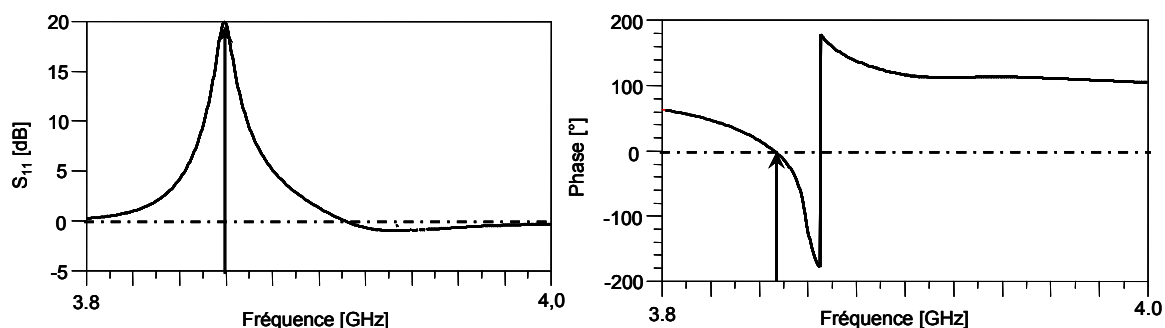


Fig 3.42 Conditions d'oscillation par rétro-simulation du transistor dégradé (mesure à 3.5 GHz, simulation à 3.85 GHz) METTRE STP les puissances si tu les as, et les distorsions d'harmoniques pour savoir si le transistor comprime fortement, i.e. qualité du modèle non-linéaire) Si le transistor comprime fortement, il n'est pas très pertinent de s'appuyer sur la retro-simulation en paramètre S, il vaut mieux montrer la simulation N.L Harmonic Balance.

#### Rectification de la fréquence d'oscillation :

Lors de la seconde réalisation, la fréquence d'oscillation du montage était autour de 11,7 GHz avec une puissance inférieure 0 dBm. La faible puissance mesurée est due au réseau d'adaptation de sortie qui a été dimensionné pour 10 GHz. En revanche, les causes du

décalage en fréquence peuvent être multiples. L'arbre des causes (figure 3.44) ci dessous en fait un inventaire. La rétro simulation se pose comme un outil perspicace pour identifier les causes véritables de ce décalage fréquentiel. Ici, les causes retenues sont la dissymétrie des fils de bonding de source qui entraîne une condition d'oscillation favorable autour de 11 GHz en simulation, ainsi que la dispersion des caractéristiques intrinsèques des transistors venant aussi influencer sur la dérive de la fréquence d'oscillation.

La modification de la longueur du « stub » ouvert côté grille permet de rectifier la condition de phase pour la fréquence d'oscillation. Les figures 3.43a et b montrent les conditions d'oscillation avec des valeurs d'inductances de sources dissymétriques avant la modification de la longueur du « stub » (a) et après (b).

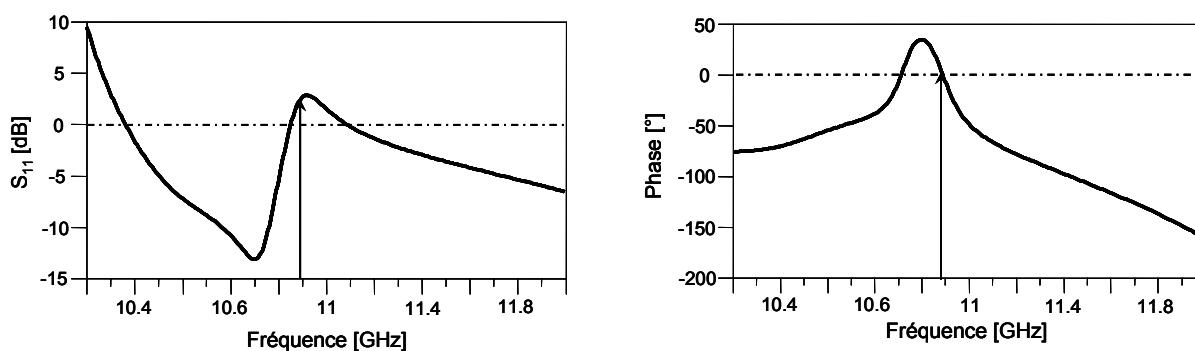


Fig 3.43a Conditions d'oscillation obtenues avec des fils de « bonding » de source dissymétriques.

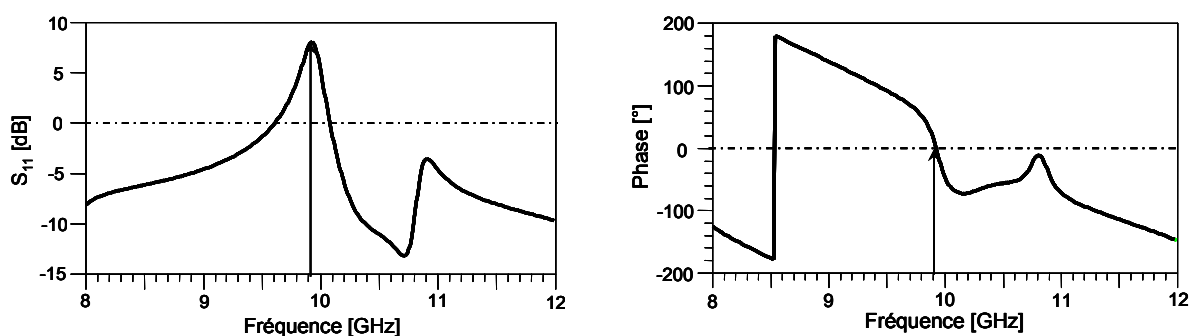


Fig 3.43b Action de l'allongement du « stub » pour rectifier la condition de phase.



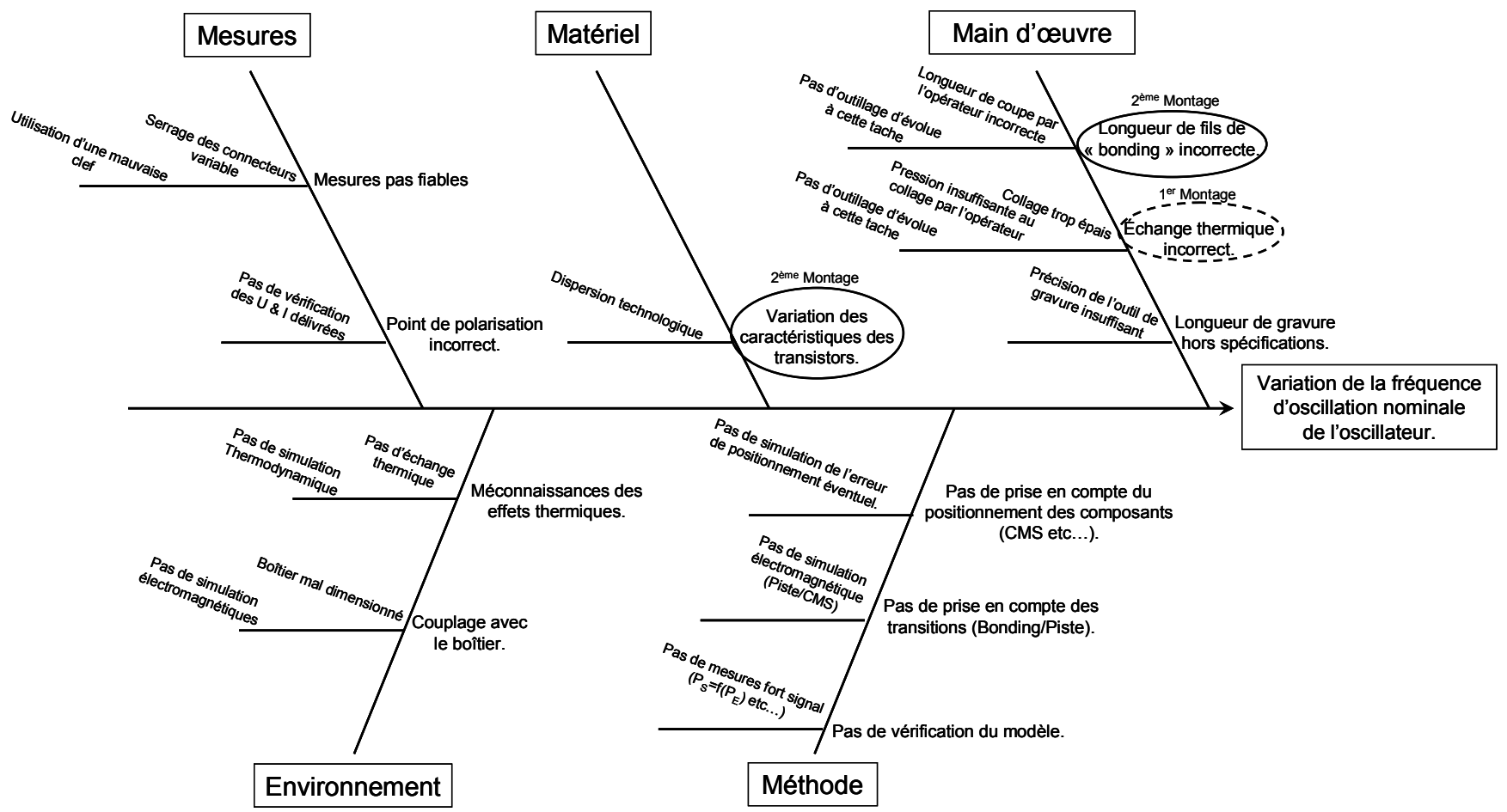


Fig 3.44 Arbre des causes provoquant la dérive de la fréquence d'oscillation.

L'arbre des causes est une représentation graphique de faits qui provoquent une défaillance. En se posant la question, « Pourquoi ? », nous pouvons remonter à la cause originelle, afin de la supprimer par la mise en place d'actions correctives. L'étude se fait selon les cinq axes de réflexion qui sont : les mesures, le matériel, la main d'œuvre, l'environnement et la méthode. Dans notre première réalisation, la non prise en compte des échanges thermiques dans la réalisation a abouti à une modification intrinsèque du transistor et à une oscillation hors des spécifications. Lors du second montage, la cause originelle est l'absence d'outillage permettant la maîtrise de la longueur des fils de « bonding » (élément critique de notre conception à cause de la nécessité de travailler avec des fils courts,  $L < 0.7 \text{ nH}$ ), ainsi qu'une dispersion des caractéristiques des transistors. L'étude est ensuite menée sur les autres axes de réflexion afin de trouver d'autres causes originelles pouvant influencer sur la fréquence d'oscillation. Cela permet de faire une liste de vérifications dont il faut prendre compte lors de la conception.

#### Distorsion :

La distorsion mesurée est de 25 % contre 12% lors de la simulation initiale, et 32% lors de la rétro-simulation tenant compte de la rectification de la longueur du « stub » ouvert côté grille pour la condition de phase. Elle est majoritairement due au rajout de la ligne pour décaler la fréquence de travail à 10 GHz.

#### Auto-polarisation du transistor :

L'auto-polarisation du transistor n'est pas prévisible avec le type de modèle employé. La non linéarité de la capacité de grille  $C_{GS}$  n'est pas traduite comme dans un modèle « classique ». Les non linéarités sont ici entièrement gérées par la source de courant commandée.

L'auto polarisation du composant côté grille peut conduire à la destruction de celui-ci. Le point de polarisation étant différent du point de repos imposé par le générateur, un courant important circule et peut détruire la grille. Une résistance de forte valeur mise en série avec le générateur permet de diminuer la valeur du courant (et ainsi assurer un faible bruit en courant coté grille, non corrélé au bruit en courant coté drain conformément à nos observations issues de mesures).

Cette auto-polarisation a été détectée à cause de la valeur moindre du courant de drain  $I_D = 43 \text{ mA}$  au lieu des 60 mA attendus. Cela équivaut à une tension de grille de  $V_{GS} = -3,5 \text{ V}$ .

Par la suite, des tests faisant varier la commande  $V_{GS}$  ont montré l'absence de modification de la fréquence et de la puissance de l'oscillateur, contrairement à nos simulations.

Par retro-simulation, en tenant compte de l'autopolarisation du composant et de la modification de la longueur du stub de réglage de phase on obtient un accord satisfaisant entre la mesure et la simulation. La figure 3.45 montre cet accord.

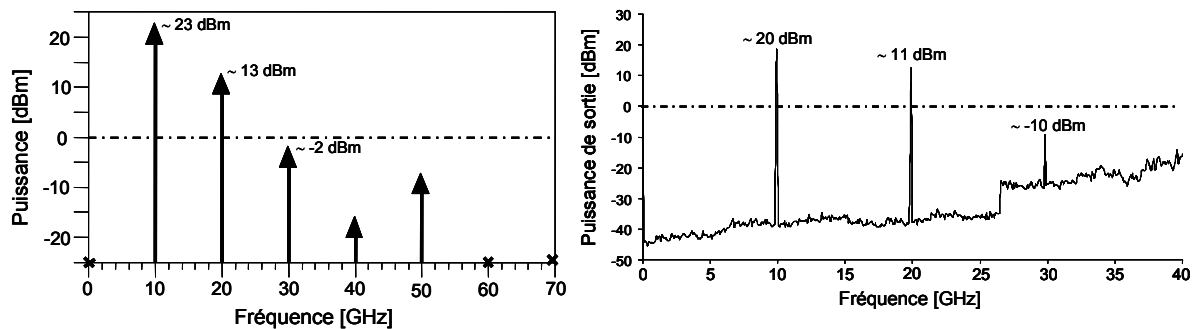


Fig 3.45 Retro-simulation de l'oscillateur avec l'auto-polarisation et la dimension du stub côté phase modifié.

### 3.3.3. Tests préliminaires d'endurance

Les tests de fiabilité pour la validation d'une technologie sont indispensables lors de l'émergence de nouveaux procédés. Les industries de l'Aéronautique et de l'Espace comme celles de l'Automobile recherchent le critère « zéro défaut » (ou 0 ppm) pendant la durée de vie des systèmes embarqués afin de garantir leurs performances et les fonctionnalités initiales. Ces tests sont généralement soumis à différentes contraintes selon le secteur d'activité. L'environnement d'utilisation influe directement sur le type de test et la durée de vie. Dans le secteur Spatial, les tests à la tenue aux radiations sont une composante essentielle de la validation d'une technologie, tandis que dans l'Aéronautique les cycles thermiques représentent le couperet majeur. Pour l'Automobile, le rapport durée de vie/coût est scrupuleusement estimé.

Le tableau 1 fait une synthèse des durées de vie demandées pour le secteur Automobile et Aéronautique pour exemple.

	Automobile		Aéronautique	
	Min	Max	Min	Max
Fiabilité	0 défauts pendant 1 an (500 h)	0 défauts pendant 15 ans (1000 h – 13000 h)	30 000 FITs	15 FITs
Profil de mission	5% opérationnel 95% Stockage	100% opérationnel	2% opérationnel 98% stockage	20 ans

Tab1. Spécifications de fiabilité pour l'Automobile et l'Aéronautique

Un FIT (Failure unIT) est équivalent à une panne par billion composant heures : c'est-à-dire :

Enfin, les composants à vocation Militaire subissent des essais spécifiques aux agressions extérieures susceptibles d'être rencontrées lors de leur utilisation (normes GAM-EG13, MIL18...).

Les dispositifs GaN épitaxiés par Thales/Tiger ont déjà subis différents tests de stockage effectués par Alcatel Alenia Space démontrant la stabilité chimique et l'absence d'électromigration des contacts ohmiques et Shottky de grille. D'autres tests, sous stress RF, ont été appliqués aux transistors par Thales Airborne System démontrant la robustesse des composants GaN aux agressions RF extérieures [20].

Le test effectué sur l'oscillateur ne tient nullement compte ici, de l'influence de la topologie pouvant être un facteur important de la fiabilité d'un circuit. Les conditions environnementales retenues sont celles du laboratoire et les tests de vieillissement sous contraintes thermiques sont dans un premier temps écartés. De plus, ce test n'intègre pas les notions statistiques nécessairement associées aux études de robustesses.

L'objectif est d'obtenir un début d'information sur la potentialité de longévité de la fonction d'oscillation avec la réalisation effectuée (Figure 3.46) dans des conditions d'utilisation « normales ». En effet, la puissance mise en jeu de 100 mW en sortie d'oscillateur, et la forte

dynamique en tension appliquée sur la grille peut laisser présager d'une dégradation précoce des performances de l'oscillateur.

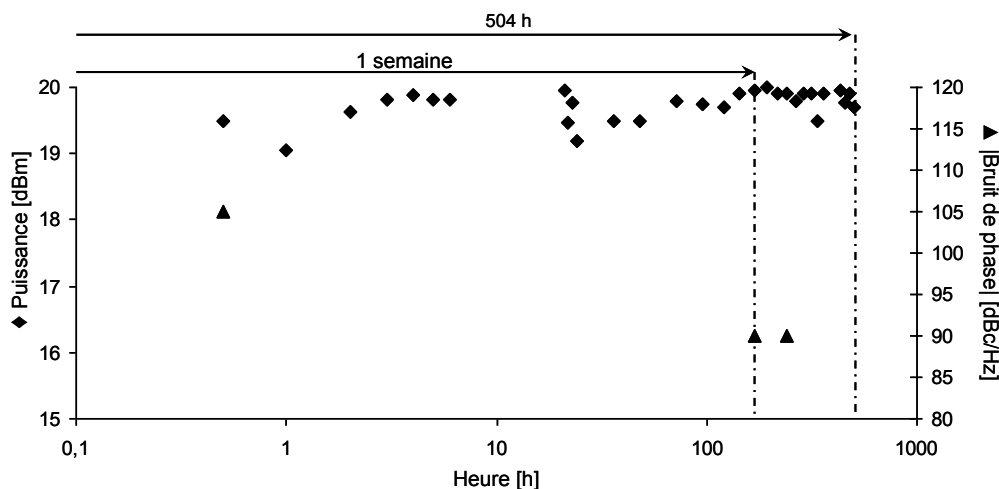


Fig 3.46 Etude de longévité de l'oscillateur en bande X

▲ Mesure du bruit de phase ◆ Puissance de sortie.

Cette étude a démontré une stabilité de la puissance de sortie de l'oscillateur pendant 504 h, ainsi qu'une stabilité des courants de drain  $I_D$  et de fuite de grille  $I_G$ . Le second paramètre mesuré est le bruit de phase de l'oscillateur. Celui-ci se dégrade d'une façon importante dans le temps pour se stabiliser autour de -90 dBc/Hz au bout de la première semaine de test. La mesure finale du bruit de phase (504 h) n'a malencontreusement pas pu être réalisée à cause d'une surtension survenue au laboratoire, ayant endommagé de façon irréversible le démonstrateur.

Cette manipulation démontre l'importance de la connaissance de l'évolution du bruit BF de ces structures dans le temps sous différentes contraintes (thermique, polarisation, stockage). La compréhension des mécanismes de dégradation intrinsèques au transistor et leur influence sur le niveau du bruit BF peu permettre l'amélioration de la structure. Enfin, l'étude de la dégradation d'une fonction dans le temps peut donner des indications importantes à mettre en œuvre lors de la conception du circuit pour limiter l'ampleur ou la vitesse de la dégradation des performances initiales d'un transistor.

### 3.4. Conclusion du chapitre

Ce chapitre décrit la mise en œuvre d'un démonstrateur faible bruit en fonctionnement non linéaire à base de technologie GaN sur substrat SiC, en l'occurrence au travers de la réalisation d'un oscillateur.

Dans un premier temps, nous avons présenté une méthode originale et rapide pour mettre en œuvre un modèle fort signal et accéder rapidement à la phase de conception de l'oscillateur. Cette méthode offre la possibilité de prendre en compte facilement divers phénomènes physiques ou encore la dispersion entre les transistors d'un lot, garantissant ainsi un modèle fiable pour la réalisation d'un prototype. Ce modèle peut-être réutilisé lors d'une étude de défaillance, afin de prendre en compte les nouvelles caractéristiques du transistor ayant subi une dégradation. Il est donc envisageable de simuler le comportement d'un circuit qui aurait subi le même type de contrainte et d'en prévoir le comportement.

L'oscillateur réalisé à partir du modèle fort signal, fonctionne en bande X [19] et offre des performances à l'état de l'art en bruit de phase et en puissance (Tableau 2). Cette caractéristique importante pour les applications Télécom, positionne la technologie GaN comme incontournable pour certaines applications à hautes et très hautes fréquences. De plus, le rendement DC vers RF calculé, permet d'obtenir une puissance de sortie élevée tout en conservant une taille modérée pour le transistor.

Papiers	[21]	[22]	[23]	[24]	[19]	[25]	[26]	[27]	[28]
Technologies	GaN					GaAs		SiGe	
$P_S$ [dBm]	31,8	28	20,5	17,3	20	6	11,5	-10,35	1
$L_f$ [dBc/Hz] @100KHz	-77	-105	-105	-118	-105	-92	-91	-87	-92
DC→RF [%]	21	16	12,5	*	23	*	*	*	*
$L_g$ ; $W_g$ [ $\mu$ m]	0,15 ; 1500	0,15 ; 1500	0,7 ; 200	0,25 ; 100	0,15 ; 150	*	0,6 ; *	*	*

Tab 2. Comparaison de différent oscillateur en bande X sauf [24] en bande C.

Le tableau 2 compare deux technologies communément employées pour la réalisation d'oscillateur faible bruit avec la technologie GaN. L'avantage de la technologie GaN est le niveau de la puissance de sortie par rapport au technologie GaAs et SiGe. De plus, nous pouvons nous rendre compte que le niveau de bruit de phase pour plusieurs démonstrateurs en

GaN est inférieur à ceux réalisés en GaAs et SiGe. La technologie GaN est donc une excellente candidate pour des applications faible bruit non linéaire.

Enfin, la constance des performances en puissance de l'oscillateur pendant 504 h permet d'apprécier, en première approche, le potentiel de cette technologie en terme d'endurance. La dégradation du bruit de phase pendant cette même période peut-être due à une augmentation du bruit basse fréquence liée à des défauts cristallin ou à des défauts d'interface entre les couches de la zone active. Une analyse de défaillance en bruit basse fréquence peut aider à la compréhension de ce mécanisme. Il ne faut pas oublier pour autant l'impact de la conception de l'oscillateur sur la fiabilité du composant en menant aussi des recherches dans cet axe.

## Références Chapitre 3

- [1] **W. R. Curtice**, M. Ettenberg "A nonlinear GaAsFET model for use in the design of output circuits for power amplifiers," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique*, Vol. 33, Dec. 1985, pp. 1383-1394.
- [2] **I. Angelov**, H. Zirath, N. Rosman "A New Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique*, Vol. 40 No. 12, December 1992, pp 2258-2266.
- [3] **I. Angelov**, L. Bengtsson, M. Garcia "Extensions of the Chalmers Nonlinear HEMT and MESFET Model," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique*, Vol. 44 No. 10, October 1996, pp 1664-1667.
- [4] **D. Kluemper** "Development of Models for large RF Power Transistors including Temperature, Memory and Packaging Effects" *WSM Advances in GaN HEMT Device Technology, Modeling and Applications, Microwave Theory and Technique Symposium 2006*.
- [5] **I. Angelov**, V. Desmaris, K. Dynefors, P.A. Nilsson, N. Rorsman, H. Zirath "On the large-signal modelling of AlGaIn/GaN HEMTs and SiC MESFETs" *13th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GaAs'2005)*, October 2005, pp 309-312.
- [6] **R.J.Trew** "RF Breakdown and large-signal modelling of AlGaIn/GaN HFET's" *Microwave Theory and Technique Symposium*, June 2006, pp 643-646.
- [7] **M. Krämer**, B. Jacobs, T. Kwaspen, P. de Hek, E.J. Geluk, F. Karouta "Strongly Reduced Gate Lag in Undoped AlGaIn/GaN HEMTs on Sapphire" *IEEE Electron Device Letter*, Vol 21 N°6, 2003 pp 618-621.
- [8] **R. Lossy**, Chaturvedi, P. Heymann,, K. Kohler, S. Muller, J. Wurfl "AlGaIn/GaN HEMTs on Silicon Carbide Substrates for Microwave Power Operation" *Internationnal Conference on Coumpound Semiconductor, GaAsMANTECH, 2003*.
- [9] **G. Dambrine**, A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit" *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique*, Vol. 36 N° 7, July. 1988, pp. 1151-1159.
- [10] **R. Gaska**, J.W. Yang, A. Osinsky, A.D. Bykhovski, M.S. Shur "Piezoeffect and gate current in AlGaIn/GaN high electron mobility transistors" *App. Phys. Lett.* 71 (25), December 1997, pp 3673-3675.
- [11] **E. Chigaeva**, W. Walthes, D. Wiegner, M. Grozing, F. Schaich, N. Weiser, M. Berroth , O. Breitschadel, L. Kley, B. Kuhn, F. Scholz, H. Schweizer, O. Ambacher, J. Hilsenbeck "Determination of Small-Signal Parameters of GaN-based HEMTs" *Proceedings 2000 IEEE/Cornell of high performance devices, Cornell University, Ithaca, New York, August 7-9, 2000*, pp.115-122.
- [12] **P.M. Cabral**, J.C. Pedro, N.B. Carvalho "Nonlinear Device Model of Microwave Power GaN HEMTs for High Power-Amplifier Design" *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique*, Vol. 52 N° 11, November. 2004, pp. 2585-2592.
- [13] **C. Fager**, J.C Pedro, N. Borges de Carvalho, H. Zirath "Prediction of IMD in LDMOS Transistor Amplifier Using a New Large-Signal Model" *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique*, Vol. 50 N° 12, December. 2002, pp. 2834-2842.



- [14] **S. Nuttinck**, S. Pinel, E. Gebrana, J. Laskar, M. Harris, J.R. Shealy "Floating-Body Effects in AlGaIn/GaN Power HFETs". *10th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GaAs'2002)*, september 2002, pp 23-27.
- [15] **M.H. Somerville**, J.A. Del Alamo, W. Hoke "Direct Correlation Between Impact ionization and the kink effect in InAlAs/InGaAs HEMTs" *IEEE Electronic Device Letter, Vol 17, N° 10, October 1996*, pp 473-475.
- [16] **A. Szymakowski** "Development of Models for large RF Power Transistors including Temperature, Memory and Packaging effects" *WSM Advances in GaN HEMT Device Technology, Modeling and Applications, Microwave Theory and Technique Symposium 2006*.
- [17] **A.M. Darwish** "4-Watt Ka-Band AlGaIn/GaN Power Amplifier MMIC" *Microwave Theory and Technique Symposium, June 2006*.
- [18] **P. Schuh** "20W GaN HPAs for Next Generation X-Band T/R-Modules" *Microwave Theory and Technique Symposium, June 2006*.
- [19] **G.Soubercaze-Pun**, J.G.Tartarin, L.Bary, J.Rayssac, E.Morvan, B. Grimbert, S.L. Delage, J-C. De Jaeger, J. Graffeuil "Design of a X-band GaN oscillator: from the low frequency noise device characterization and large signal modeling to circuit design" *Microwave Theory and Technique Symposium, June 2006*, pp 747-750.
- [20] **J.C. De Jaeger**, S.L. Delage, G. Dambrine, M.A. Di Forte Poisson, V. Hoel, S. Lepilliet, B. Grimbert, E. Morvan, Y. Mancuso, G. Gauthier, A. Lefrançois, Y. Cordier "Noise Assessment of AlGaIn/GaN HEMTs on Si or SiC Substrates: Application to X-band Low Noise Amplifiers" *13th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GaAs'2005)*, October 2005, pp 229-232.
- [21] **V. Kaper**, R. Thompson, T. Prunty, J.R. Shealy "Signal Generation, Control, and Frequency Conversion AlGaIn/GaN HEMT MMICs" *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique, Vol. 53 N° 1, January. 2005*, pp. 55-65.
- [22] **S.V. Danylyuk**, S.A. Vitusevich, V. Kaper, V. Tilak, N. Klein, L.F. Eastman, J.R. Shealy "Phase noise study of AlGaIn/GaN HEMT X Band oscillator" *Phys. Stat. Sol 2, N°7, 2005*, pp. 2615-2618.
- [23] **H. Xu**, C. Sanabria, N.K. Pervez, S. Keller, U.K. Mishra, R.A. York "Low Phase Noise 5 GHz AlGaIn/GaN HEMT Oscillator integrated with Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>TiO<sub>3</sub> Thin Film" *IEEE Microwave Theory and Technique Symposium, Vol 3, June 2004*, pp 1509-1512.
- [24] **P Rice**, R. Sloan, M. Moore, A.R. Barnes, M.J. Uren, N. Malbert, N. Labat "A 10 GHz dielectric resonator oscillator using GaN technology" *IEEE Microwave Theory and Technique Symposium, Vol 3, June 2004*, pp 1497-1500.
- [25] **Y-J Lee**, T.S. Yun, K.B. Kim, J.C. Lee "Design of a new X-band active resonator oscillator" *Microwave and optical Technology Letters, Vol. 43 N°6, December 2004*, pp 472-475.
- [26] **C-H. Lee**, S. Han, B. Matinpour, J. Laskar "A low phase noise X-band MMIC GaAs MESFET VCO" *IEEE Micowave and Guided Wave Letters, Vol 10 N°8, August 2000*, pp 325-327.
- [27] **M. Soyuer**, J. Burghartz, H. inspan, K. Jenkins, P. Xiao, A. Shahani, M. Dolan, D. Harma, T.J. Watson "An 11 GHz 3-V SiGe Voltage Controlled Oscillator with Integrated Resonator" *IEEE Journal of Solid-State circuits, Vol. 32 N°9, September 1997*, pp 1451-1454.

[28] **W. Wong**, G. Cibiel, J-G. Tartarin, E. Tournier, R. Plana, O. Llopis "An X-Band BiCMOS SiGe 0,35  $\mu\text{m}$  Voltage Control Oscillator in Parallel and Reflection Topology and External Phase Noise Improvement Solution" *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2003, pp 281-284.

## ***Conclusion Générale***

## Conclusion Générale

Nous avons étudié dans ce mémoire une nouvelle technologie à grande bande interdite, le Nitrure de Gallium, en rupture avec les technologies « classiques » telles que le Silicium ou l'Arséniure de Gallium.

Dans le premier chapitre, les propriétés intrinsèques du Nitrure de Gallium sont recensées avant de présenter le mode de fonctionnement du transistor à haute mobilité électronique HEMT. Nous avons par la suite pu étudier le potentiel des transistors pour prétendre à des applications non linéaires faibles bruit en fonction de leur substrat d'épitaxie, par l'intermédiaire de la caractérisation du bruit basse fréquence. Une étude plus focalisée sur les relations entre les mécanismes de transport et le bruit basse fréquence d'un transistor atypique a permis de mettre en évidence une relation entre la variation de la pente  $\gamma$  (index de fréquence) du bruit en  $1/f^\gamma$  et le trajet des porteurs dans le dispositif en fonction de la polarisation (mise en évidence d'un canal parasite entre grille et drain).

Dans le chapitre suivant, nous avons focalisé notre étude sur le comportement en bruit basse fréquence des composants épitaxiés sur substrat de Carbure de Silicium. Ce choix est justifié en vue de l'application visée au dernier chapitre de ce mémoire.

L'élaboration d'une procédure mathématique d'extraction de composantes de bruit basse fréquence d'un spectre ainsi que sa validation par des outils statistiques, nous a permis de quantifier les phénomènes de bruit constitutifs des spectres mesurés. La robustesse et la répétitivité de l'algorithme d'extraction ont été validées en fonction d'un grand nombre de paramètres relatifs aux conditions expérimentales (moyennage de la mesure) et aux allures des spectres (poids relatif des sources de bruit, nombre de centre de G-R par décades...). L'incorporation de cet outil au banc de bruit basse fréquence, et la mise en place de protocoles de mesures à différentes polarisations ou contraintes thermiques, a permis d'étudier le comportement en bruit du dispositif. Une localisation et identification des sources de bruit prépondérantes autorise une meilleure connaissance des défauts structurels des transistors : il est ainsi envisageable d'apporter des solutions technologiques pour en diminuer les effets, et améliorer la filière.

Enfin, des mesures de bruit de phase résiduel à 10 GHz des transistors viennent corroborer les mesures de bruit basse fréquence, en vue de la réalisation de l'oscillateur. Pour compléter

l'analyse des aptitudes faible bruit de la technologie GaN, quelques mesures de bruit HF linéaire sont présentées.

Le dernier chapitre propose la mise en œuvre d'un modèle large signal du transistor étudié. Ce modèle est aisé à mettre en œuvre, sans connaissance particulière du procédé technologique développé. Il est également simple d'utilisation et peut prendre en compte d'éventuelles dispersions de paramètres de façon globale.

Ce modèle est par la suite utilisé pour concevoir un oscillateur à 10 GHz. Les performances dynamiques et en bruit obtenues (20 dBm de puissance de sortie, bruit de phase de -105dBc/Hz @ 1000 kHz) démontrent les capacités faibles bruit de phase, de puissance et de longévité de la filière (test d'endurance de l'oscillateur).

Les travaux entrepris au cours de ce travail (outils d'extraction des sources de bruit basse fréquence et modèle fort signal), ouvrent de nouvelles perspectives pour l'étude de composants et de circuits.

La possibilité d'extraire des composantes mathématiques d'un spectre de bruit basse fréquence avec précision autorise un suivi de l'évolution de ces composantes sous différentes contraintes appliquées au composant. Il est envisageable d'étudier les dégradations en bruit d'un composant au cours du temps pouvant le faire dériver et sortir des spécifications, mettant ainsi en péril la fonctionnalité d'un équipement. Il est également possible d'observer d'éventuels défauts créés par des agressions extérieures (radiatives, ionisantes, ..), et d'en quantifier les impacts sur un circuit. La mesure du bruit basse fréquence, est une technique non destructive qui permettent aisément de suivre le comportement physique du composant sans moyen lourd d'investigation.

L'interaction entre les outils de simulation physiques et le bruit basse fréquence a aussi démontré une forte complémentarité qui permet de relier les défauts et leur conséquence sur le mode de fonctionnement électrique des composants.

La mise en œuvre rapide d'un modèle fort signal des composants permet quant à elle de réaliser des circuits de démonstration ou des circuits de tests pour en évaluer la fiabilité. Effectivement, les circuits réalisés avec la technologie Nitrure de Gallium seront exposés à de fortes contraintes extérieures (brouillage RF) et thermiques. Le choix de la topologie du circuit aura alors une grande importance pour maintenir le cahier des charges du circuit, du système, tout au long de la durée de vis de l'équipement. La prise en compte de l'évolution

statistique, dynamique et en bruit au niveau du modèle peut s'avérer être un outil puissant lors de la phase de conception d'un circuit au système.

Les points développés ici sont d'autant plus importants que les technologies sans fils sont de plus en plus présentes et exposées à des agressions extérieures naturelles ou malveillantes. Dans le cadre stratégique d'applications militaires, la robustesse et la tenue des spécifications sont plus que nécessaires. Pour les applications Aéronautiques et Espace la fiabilité des systèmes doit être sans faille afin de garantir la sécurité et la réussite des missions. Enfin, il est envisageable de transférer cette technologie pour des applications à vocation grand public lorsque le coût de production aura significativement diminué.

«De l'Etude en Bruit Basse Fréquence à la Conception d'un Oscillateur en Bande -X à partir de transistors AlGaIn/GaN HEMT»

Résumé :

L'objectif de ce travail est d'étudier les transistors à effet de champ à haute mobilité électronique (HEMT) réalisés en Nitrure de Gallium par des mesures en bruit basse fréquence et de réaliser un oscillateur à faible bruit de phase en bande-X.

Dans la première partie, nous décrivons succinctement les propriétés du matériau, le transistor ainsi que les sources de bruit basses susceptibles d'être présentes dans une structure de type HEMT. La méthodologie de mesure et le banc de bruit basse fréquence sont présentés. Une étude comparative est réalisée sur les comportements en bruit basse fréquence des composants épitaxiés sur différents substrats (Si, SiC, Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>). Enfin, une les variations de l'index de fréquence  $\gamma$  du bruit en  $1/f^{\nu}$  relevées sur certains composants sont corrélées au mécanisme de transport des électrons dans la structure : pour cela, nous avons confronté les mesures en bruit basse fréquence avec des simulations physiques.

La seconde partie s'intéresse aux composants épitaxiés sur un substrat de Carbure de Silicium. Une méthodologie d'extraction de composantes mathématiques du spectre de bruit basse fréquence est présentée puis validée. Des études en fonction de la polarisation et de la température ont permis de découvrir l'origine des pièges et de les localiser. Enfin, une corrélation avec une étude physique (SIMS) est présentée.

Dans la troisième partie, nous développons un modèle large signal afin de réaliser un démonstrateur en bande X. Les performances à l'état de l'art de l'oscillateur sont ensuite présentées ( $P_{OUT}=20dBm$ ,  $L_f(100kHz)=-105 dBc/Hz$  à 10 GHz).

Mots Clefs :

HEMT AlGaIn/GaN, Bruit Basse Fréquence, extraction des sources de bruit, Modélisation Large Signal, Oscillateur bande-X.

« From the study of Low Frequency Noise to X-Band Oscillator Design using AlGaIn/GaN HEMT »

Abstract:

This work is dedicated to the study in the field of low frequency noise characterization of Gallium Nitride High Electron Mobility Transistors (HEMT) and to the design of an X-Band low phase noise oscillator.

First of all, we describe the Gallium Nitride intrinsic properties, the HEMT structure and the associated noise sources that can occur in such device. The low frequency noise (LFN) measurement methodology is also presented. Then, a comparative study is exposed using low frequency noise measurement between devices grown on different substrate (Si, SiC, Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>). Finally, an investigation on the  $1/f^{\nu}$  noise and the frequency index  $\gamma$  is performed, indicating a correlation between the frequency index  $\gamma$  and the transport mechanism of the carriers in the two dimensional electron gas (2DEG) or in a parasitic AlGaIn channel between drain and gate. This study makes use of both LFN measurements and physical simulations.

The second part focuses on HEMT grown on SiC substrate: low frequency noise spectra are investigated, and a mathematical extraction procedure is presented. Then, an accurate study is made thanks to the mathematical extraction of the noise sources versus biasing and under different thermal stress conditions to find the origin of G-R centers. A correlation between this study and SIMS measurements is presented.

The last section of this work deals with large signal modelling and X-band oscillator: an original, accurate and fast modelling technique is proposed as an alternative to the usually time consuming traditional techniques. Thus the oscillator is designed, and its performances are discussed ( $P_{OUT}=20dBm$ ,  $L_f(100kHz)=-105 dBc/Hz$  at 10 GHz).

Key words:

AlGaIn/GaN HEMT, Low Frequency Noise, Large Signal Modelling, X-Band Oscillator.