



HAL
open science

Caracterisation et modelisation du bruit basse frequence des composants bipolaires et a effet de champ pour applications micro-ondes

Abdelali Rennane

► **To cite this version:**

Abdelali Rennane. Caracterisation et modelisation du bruit basse frequence des composants bipolaires et a effet de champ pour applications micro-ondes. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2004. Français. NNT: . tel-00009299

HAL Id: tel-00009299

<https://theses.hal.science/tel-00009299>

Submitted on 24 May 2005

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 2004

THÈSE

Préparée au

Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes Du CNRS

Pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université Paul Sabatier de Toulouse

Spécialité : Microélectronique

Par

Abdelali RENNANE

**CARACTÉRISATION ET MODÉLISATION DU BRUIT
BASSE FRÉQUENCE DES COMPOSANTS BIPOLAIRES
ET À EFFET DE CHAMP POUR APPLICATIONS
MICRO-ONDES**

Soutenue le 17 Décembre 2004, devant le Jury :

G. GHIBAUDO Rapporteur (Président)

N. LABAT Rapporteur

J. GRAFFEUIL Directeurs de thèse

R. PLANA

L. BARY Examineurs

J.G. TARTARIN

Rapport LAAS N° xxxx

À SIDI CHEIKH KHALED BENTOUNES

**À mes chers parents, mes chères sœurs (Lakbira, Zitounia, Zohra, Fatiha, Najia,
mes belles soeur Salima et Yamna) & mes chers frères (Professeur Bouchta, Sidi
Driss, Youssef, Khalid, mes beaux frères M'Barek, Mahjoub, Driss)**

**À mes chers neveux (Mustapha, Mounir, Hicham, Imad, Ayyoub, Yassine, Hamza,
Mohamed Taha) et mes chères nièces (ma chère Nawal, Fatima Zohra, Widad, ma
très belle Samiya, Sofia, Zohar)**

**À tous mes amis : Adil, l'Ingénieur Said Mazar, Réd 1, Said, Imad Takanja,
Magid, Hicham, ...**

À tous ceux que j'aime

AVANT PROPOS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du groupe Composant et Intégration des Systèmes Hyperfréquences pour les Télécommunications (CISHT) du Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS) du CNRS de Toulouse.

Je remercie en premier lieu Messieurs Jean-Claude Laprie et Malik Ghallab, successivement Directeurs du LAAS pour la confiance qu'ils m'ont témoignée en m'accueillant dans ce laboratoire.

Je remercie vivement Jacques Graffeuil, Professeur à l'Université Paul Sabatier-Toulouse III, pour avoir assuré la direction de cette thèse, malgré ses occupations administratives, et qui m'a vraiment aidé pour accomplir cette thèse. Je lui suis également reconnaissant de m'avoir accueilli au sein de l'équipe Composants et Circuits Micro-ondes (CCM) qu'il dirigeait à mon arrivée au laboratoire. Je remercie également Olivier Llopis, Directeur de recherche au LAAS, qui a pris sa succession à la tête de l'équipe dont le nom est devenu Composant et Intégration de Systèmes Hyperfréquences pour les Télécommunications (CISHT), je lui suis aussi reconnaissant pour ses nombreux conseils scientifiques durant ma thèse.

J'adresse également mes remerciements à Gérard Ghibaudo, Directeur de recherche à l'ENSERG de Grenoble qui m'a fait l'honneur d'assumer la présidence du jury de thèse, ainsi qu'à Nathalie Labat Professeure à l'Université de Bordeaux, qui les deux ont bien voulu me faire l'honneur de juger ce travail en acceptant d'être rapporteurs.

Je remercie infiniment Laurent BARY, Ingénieur de recherche au LAAS-CNRS, et Jean-Guy Tartarin, Maître de Conférences à l'Université Paul Sabatier-Toulouse III, pour l'honneur qu'ils m'ont fait de participer à mon jury de thèse.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Robert Plana, Professeur à l'Université Paul Sabatier-Toulouse III, pour avoir assuré la direction de cette thèse, malgré ses occupations administratives, et qui a fait toutes ses possibilités pour m'aider à achever cette thèse.

Je remercie par ailleurs tous les membres permanents du groupe **CISHT** ou d'ailleurs que je n'ai pas encore cités et qui ont tous contribué à ce que mes travaux se passent dans de bonnes conditions : Thierry Parra, Laurent Escotte, Eric Tournier, Katia Grenier avec qui j'ai mené beaucoup des résultats intéressants, David Dubuc, et Jacques Rayssac, ainsi que notre pétillante secrétaire Brigitte Ducrocq.

J'adresse également mes remerciements à mon cher frère Hamid Demmou, Maître de conférences à l'Université Paul Sabatier pour ses conseils et ses soutiens durant les quatre années que j'ai passées à Toulouse.

Ces trois années n'auraient pas été particulièrement réussies sans les thésards et les stagiaires qui ont contribué à créer une ambiance de travail plus que sympathique. Je commencerai par mes colocataires de bureau : Gilles et Giana (CNES Academy), Christophe (qui s'arrête pas de parler le français de Tarzan), et ma chère Wah (mais de koi tu parles). Je retiendrai particulièrement les fous rires et les moments de soutien que nous avons partagés. Les ex-thésards : Jessica, Mathilde, Sabine, Anthony et Jérôme.

Les thésards de la "cave" ou "la France d'en Bas" : Benoît, Samuel, Fouad, Sébastien, Bertrand, Stéphane et Jean-Pierre; et la jeune relève qui ont passé avec moi la dernière année au bureau: Damien, Geoffroy (moi, j'ai assez donné je vais me ca...), Nhut. Et bien sûr, les thésards de la salle de manip Mohamed (Aalors Abdel !!!), Cédric (ça va ou bien !!!...), Chloé et tous les stagiaires rencontrés durant ces trois années : Jacques, Roland, Simone, Emanuele, Elena, Khady (Allo) , Béatrice (à table), Jean-Michel,

Merci à l'ensemble du service de documentation et de reproduction, et notamment Christian Berty pour leur sens du service et leur sympathie.

Je remercie aussi mes amis marocains " : Younès Afandi (hana ou man gal ana), Simo LKazaoui (pigeon) pour leurs ambiance et pour tout ce qu'ils m'ont apportés.

Enfin, je finirai par remercier mes chers parents, mes sœurs et mes frères qui m'ont soutenu tout le long de ma vie estudiantine et surtout ces quatre années en France, mes chers frères FOQARA Toulousains pour leurs prières et leurs soutiens permanents dès mon arrivée à Toulouse sans oublier tous les jeunes Scouts (SMF) et l'association « ENSEMBLE » parce qu'ils me sont particulièrement chers.

Table des Matières

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
Chapitre I Généralités sur le Bruit Basse Fréquence	7
I. Introduction.....	9
II. Généralités sur le bruit basse fréquence	10
II.1. Définition.....	10
II.2. Formalisme Mathématique	11
II.3. Sources de bruit	12
II.3.1. Sources de bruit « irréductibles ».....	12
II.3.1.1. Bruit thermique.....	12
II.3.1.2. Bruit de Diffusion	14
II.3.1.3. Bruit de Grenaille.....	14
II.3.2. Sources de bruit en excès « dites réductibles »	16
II.3.2.1. Bruit de Génération Recombinaison (GR) :.....	16
II.3.2.2. Bruit en $1/f$	17
II.4. Décomposition d'un spectre en différentes composantes.....	19
III. Modélisation du bruit dans un quadripôle	21
III.1. Modèle appliqué au transistor à effet de champ	23
III.1.1. Sources externes liées aux régions d'accès	23
III.1.2. Sources internes	23
III.1.3. Source interne de drain.....	24
III.1.4. Source interne de grille.....	24
III.2. Modèle appliqué au transistor bipolaire :.....	26
IV. Description des bancs de mesure du bruit basse fréquence	28
IV.1. Banc de caractérisation statique	29
IV.2. Bancs de caractérisation en bruit basse fréquence.....	31
IV.2.1. Techniques des impédances multiples.....	31
IV.2.1.1. Dispositif expérimental pour les TECs	31
IV.2.1.2. Méthode de mesure	32
IV.2.1.3. Dispositif expérimental pour les TBHs.....	33
IV.2.1.4. Méthode de Mesure	34
IV.2.2. Technique directe	37

Table des Matières

IV.2.2.1.	Dispositif expérimental	37
IV.2.2.2.	Méthode de mesure	39
V.	Conclusion.....	41
VI.	REFERENCES du CHAPITRE I	42

Chapitre II Etude de Bruit Basse Fréquence dans les Transistors à Effet de Champ à base de SiGe 45

I.	Introduction.....	47
II.	Le transistor HEMT.....	48
II.1.	Généralités.....	48
II.1.1.	Rappels sur le fonctionnement des transistors HEMT	49
II.1.2.	L'hétérojonction et le gaz bidimensionnel d'électrons	51
III.	Le transistor HEMT SiGe	53
III.1.	Présentation des composants étudiés.....	56
III.2.	Caractérisation et modélisation électrique simplifiée du HEMT SiGe en régime statique.....	57
III.2.1.	Equation du courant de drain	57
III.2.1.1.	Fonctionnement linéaire.....	58
III.2.1.2.	Régime de saturation du courant.....	59
III.2.2.	La pente et la tension de seuil.....	61
III.2.2.1.	L'effet des résistances d'accès.....	62
III.2.3.	Le courant de grille	64
IV.	Étude du bruit BF	67
IV.1.	Le bruit associé au courant du drain.....	67
IV.1.1.	Analyse en régime ohmique	68
IV.1.1.1.	Théorie de base.....	68
IV.1.1.2.	Résultats expérimentaux en fonction de I_D et V_{DS}	70
IV.1.1.2.1.	Les spectres de bruit	70
IV.1.1.2.2.	Dépendance de l'amplitude du bruit avec le courant I_D	73
IV.1.1.2.3.	Dépendance de l'amplitude du bruit avec la tension V_{GS}	74
IV.1.2.	Analyse en régime saturé.....	76
IV.1.3.	Influence de la largeur et de la longueur de la grille sur S_{ID}	78

Table des Matières

IV.1.4.	Comparaison des caractéristiques de bruit en $1/f$ du MODFET SiGe par rapport à des MODFETs conventionnels.....	81
IV.2.	Le bruit associé au courant du grille	82
IV.2.1.	Résultats expérimentaux en fonction du courant de grille	82
IV.2.2.	Résultats expérimentaux en fonction de la longueur de la grille.....	84
IV.3.	La cohérence entre les bruits de la grille et du drain	85
V.	Bruit de phase résiduel	86
V.1.	Description du banc de bruit de phase des quadripôles	86
V.2.	Résultats de mesure	87
VI.	Conclusion.....	89
VII.	REFERENCES du CHAPITRE II	92

Chapitre III Etude de Bruit Basse Fréquence dans les Transistors à Effet de champ à Base de GaN..... 97

I.	Introduction.....	99
II.	Généralités sur le GaN.....	100
II.1.	Propriétés physiques.....	100
II.1.1.	Structure cristalline	100
II.1.2.	Propriétés thermiques.....	100
II.1.3.	Propriétés électriques.....	101
III.	Présentation des HEMTs GaN.....	101
III.1.	Composants sur saphir	101
III.2.	Composants sur silicium	102
IV.	Caractéristiques statiques.....	103
IV.1.	Composants sur saphir	103
IV.1.1.	Réseau direct	103
IV.1.2.	La transconductance	104
IV.2.	Composants sur silicium	105
IV.2.1.	Réseau direct et transconductance.....	105
IV.2.2.	Courant de grille.....	105
V.	Etude du bruit BF	107
V.1.	Densité spectrale en courant.....	108

Table des Matières

V.2.	Densité spectrale en tension et quelques vérifications	109
V.3.	Le bruit associé au courant de drain.....	111
V.3.1.	Analyse du bruit BF en régime ohmique.....	111
V.3.1.1.	Etude de S_{ID} en fonction de V_{GS}	113
V.3.1.2.	Coefficient de Hooge.....	116
V.3.1.3.	Etude de S_{ID} en fonction de V_{DS}	116
V.3.2.	Analyse du bruit BF en régime saturé.....	118
V.3.3.	Evolution du bruit en fonction de la géométrie.....	119
V.4.	Le bruit associé au courant de grille.....	121
V.4.1.	Etude de S_{IG} en fonction de V_{GS}	121
V.4.2.	Etude de S_{IG} en fonction de I_G	121
V.5.	La résistance optimale	123
V.6.	Cohérence	124
VI.	Conclusion.....	125
VII.	REFERENCES du CHAPITRE III.....	126

Chapitre IV Les propriétés en bruit Basse Fréquence des Transistors Bipolaires à Hétérojonction à base de SiGe..... 129

I.	Introduction.....	131
II.	Rappels sur le transistor bipolaire	131
II.1.	L'efficacité d'injection	132
II.2.	Le facteur de transport dans la base	133
II.3.	Facteur de multiplication M des porteurs dans la jonction base-collecteur	134
II.4.	Gain en courant en émetteur commun.....	135
III.	Le transistor bipolaire à hétérojonction TBH à base de SiGe.....	135
III.1.	Description de la Technologie SiGe.....	135
III.2.	Les composants Bipolaires Si/SiGe	135
III.2.1.	Le TBH « Graduel ».....	136
III.2.2.	Le TBH « Abrupt »	136
III.3.	Description des composants caractérisés.....	137
IV.	Caractéristiques statiques.....	139

Table des Matières

IV.1.	Réseau de sortie	139
IV.2.	Tracé de GUMMEL en régime direct	139
V.	Bruit Basse Fréquence	141
V.1.	Influence de la polarisation.....	141
V.1.1.	Côté Base.....	141
V.1.2.	Côté Collecteur	142
V.1.3.	Discussion des résultats.....	143
V.2.	Influence du taux de Germanium.....	145
V.3.	Influence de l'aire de l'émetteur.....	146
V.4.	Conclusion sur le modèle électrique en bruit BF du TBH.....	147
VI.	Les composants d'ATMEL	148
VI.1.	Description des composants	148
VI.2.	Impact d'un dépôt de BCB (BenzoCycloButène).....	148
VI.2.1.	Effet sur les caractéristiques statiques.....	148
VI.2.2.	Effet sur le tracé de Gummel en régime direct	149
VI.2.3.	Effet sur les caractéristiques en bruit BF.	150
VI.3.	Influence de l'étape de recuit à différentes températures	151
VI.3.1.	Impact du stress thermique sur les caractéristiques statiques.....	151
VI.3.2.	Impact du stress thermique sur le tracé de Gummel direct.....	152
VI.3.3.	Impact des stress thermiques sur les caractéristiques en Bruit BF..	153
VI.4.	Impact du micro-usinage de volume du substrat silicium	154
VI.4.1.	Impact du micro-usinage de volume sur le réseau direct	155
VI.4.2.	Impact du micro-usinage de volume sur le tracé de Gummel	156
VI.4.3.	Impact du micro-usinage de volume sur les caractéristiques en bruit BF	157
VII.	Conclusion.....	159
VIII.	REFERENCES du CHAPITRE IV	160
CONCLUSION GÉNÉRALE.....		163
ANNEXES		171
LISTE DES PUBLICATIONS		177

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction Générale

Un changement radical dans le paysage de la microélectronique s'est opéré depuis les années 1990 avec la généralisation des liaisons sans fil personnelles et grand public. Il s'agit par exemple de la téléphonie et des réseaux locaux sans fil mais aussi des applications automobiles (localisation et anticollision). Les porteuses utilisables s'étalent sur environ deux décades de fréquences (1-10 GHz et 10-100 GHz). La multiplication des applications, et donc des fréquences allouées, se traduit par des contraintes en matière de linéarité, bruit et sensibilité sans oublier les contraintes sur le coût de fabrication qui doit permettre de garantir des produits pouvant séduire le plus grand nombre de clients.

La diminution des coûts de fabrication passe par l'accroissement de l'intégration et l'utilisation de matériaux faible coût. C'est dans ce cadre, que le semiconducteur le plus employé dans le domaine de la microélectronique a toujours été le silicium (Si). Toutefois cette technologie souffre de certains handicaps pour un fonctionnement aux fréquences élevées, handicaps qui n'ont pu être surmontés en grande partie au cours des dix dernières années que grâce d'une part à la réduction des dimensions et d'autre part à l'utilisation de l'alliage silicium-germanium pour réaliser une hétérojonction et/ou induire des contraintes qui améliorent les propriétés de transport.

C'est ainsi qu'IBM a récemment réalisé des transistors bipolaires à hétérojonction SiGe environ 10 fois plus rapides que des transistors bipolaires HF silicium conventionnels. Ces composants, avec une fréquence de coupure f_T de leurs gains en courant en émetteur commun de 350 GHz, devraient permettre de fabriquer des circuits silicium à très haute fréquence : IBM prévoit des applications à 150 GHz dans les deux prochaines années avec une moindre consommation d'énergie et une fabrication moins coûteuse que les solutions actuelles à base de semiconducteurs III-V.

De plus la famille des transistors à effet de champ sur silicium de type MOS RF ou HEMT (transistor à haute mobilité électronique qui peut être aussi appelé MODFET, transistor à effet de champ à modulation de dopage) voit actuellement ses performances fréquentielles f_T progresser jusqu'à 200 GHz ce qui en fait une

Introduction Générale

alternative sérieuse notamment de par ses meilleures aptitudes à l'intégration de circuits mixtes par rapport aux structures bipolaires.

Pour des applications de forte puissance, l'apparition toute récente des matériaux à grande bande interdite (wide band-gap), et en particulier la technologie à base de Nitrure de Gallium (GaN), constitue une avancée sérieuse pour l'électronique HF de puissance. Les composants électroniques utilisant ce matériau présentent en effet, grâce à ses propriétés physiques, des performances très attrayantes pour un grand nombre d'applications. Par exemple, la large bande interdite du GaN (3.4 eV) se traduit par un champ critique de claquage très élevé. Dans des transistors à effet de champ (FET), cela implique des tensions de claquage supérieures à 50 V et représente un bénéfice appréciable dans les applications de forte puissance par rapport aux composants silicium ou III-V où l'on dépasse rarement 20 V. Les propriétés piézoélectriques de ce matériau lui permettent aussi, par rapport aux autres matériaux, de meilleures potentialités en courant maximum dans les structures de type HEMT ce qui accroît encore ses potentialités pour la puissance.

En outre, bien que la mobilité des électrons dans le GaN soit de l'ordre de $1000 \text{ cm}^2/\text{V}/\text{s}$, valeur comparable à celle observée dans le silicium, leur vitesse de saturation atteint $2.5 \cdot 10^7 \text{ cm}\cdot\text{s}^{-1}$, ce qui est 2.5 fois plus élevé que dans le Silicium. Ceci se traduit par des HEMTs dont les fréquences de coupure se situent au-delà de 70 GHz lorsque la longueur de la grille est réduite à $0.15 \mu\text{m}$ et rend possible l'utilisation de tels composants pour des applications opérant dans une gamme de fréquences allant jusqu'à la bande Ka (27 - 40 GHz). Ces transistors sont par ailleurs susceptibles de présenter de bonnes performances en facteur de bruit HF et cette combinaison de potentialités fréquence d'opération dans le domaine des hyperfréquences, en puissance et en bruit devrait permettre de simplifier l'architecture de certains systèmes de communication par rapport à l'existant et ceci pour un même bilan de liaison.

Pour les trois familles de composants dont nous venons d'évoquer les développements actuels, il existe un paramètre électrique souvent considéré comme secondaire dans un premier temps mais qui, par la suite, peut devenir un facteur

Introduction Générale

important pour le développement ou non d'une filière : il s'agit du bruit basse fréquence en excès (que nous appellerons simplement bruit BF dans la suite) c'est-à-dire les fluctuations aléatoires du courant ou de la tension qui apparaissent aux bornes du composant entre environ 1 Hz et 1 MHz et qui sont excédentaires par rapport à celles irréductibles liées à l'agitation thermique des porteurs ou au déplacement aléatoire de charges entre deux régions du composant.

L'intérêt de l'analyse de ce bruit BF dans un composant est multiple. Du point de vue des applications, un niveau du bruit BF important est d'abord un handicap qui peut s'avérer majeur dans un grand nombre de fonctions électroniques qui nécessitent la présence du niveau continu (tels que les amplificateurs audio utilisés par exemple dans les récepteurs zéro IF) ou qui nécessitent une très large bande passante à partir du continu (tels que les amplificateurs large bande pour les télécommunications à fibres optiques à haut débit). Il est ensuite essentiel pour toutes les applications où la stabilité de fonctionnement est très contraignante (telles que la génération de signaux de référence).

D'un point de vue fondamental, la caractérisation du bruit BF d'un composant permet souvent de remonter aux sources physiques de ce bruit. La connaissance de la nature et de la localisation de ces dernières permet d'abord de qualifier la qualité d'un procédé de fabrication. Elle conduit ensuite à envisager les modifications de la technologie qui pourraient permettre de réduire leur niveau. Elle autorise enfin la détermination des dimensions et des conditions de fonctionnement (polarisation) du composant les plus aptes à diminuer l'impact du bruit BF dans le cadre de l'application visée.

Nous avons donc dans ce mémoire entrepris l'analyse du bruit BF dans trois familles de composants HF de génération récente (les TBHs Silicium Germanium) ou très récente (les HEMTs SiGe et GaN). Les deux dernières familles sont du reste tellement récentes que les technologies sont loin d'être stabilisées si bien que les résultats que l'on peut attendre d'une analyse du bruit BF restent encore de nature exploratoire et seront très probablement amenés à évoluer.

Notre mémoire de thèse est organisé de la manière suivante.

Introduction Générale

Dans un premier chapitre, nous rappelons les caractéristiques et propriétés essentielles des sources de bruit en excès que l'on rencontre généralement dans les composants semi-conducteurs. Nous proposons aussi une description des deux principaux bancs de mesure de bruit d'un quadripôle qui seront utilisés par la suite ainsi que de leurs avantages ou inconvénients respectifs en terme de complexité et de la durée d'une mesure.

Les deuxième et troisième chapitres sont consacrés à une analyse détaillée de l'évolution du bruit observée en fonction de la fréquence, de la polarisation, et de la géométrie sur des HEMTs des deux familles technologiques SiGe et GaN. Ceci nous permettra, en nous appuyant aussi sur l'analyse des caractéristiques statiques des transistors, d'identifier les diverses sources de bruit en excès présentes dans ces composants et de faire des hypothèses sur leurs origines.

Le dernier chapitre sera dédié aux TBHs à base de SiGe, et sera à son tour divisé en deux parties. Dans une première, nous établirons comment varie le bruit BF de TBHs, fabriqués par IBM, en fonction de la polarisation, de la géométrie et de la fraction molaire de germanium. Dans une seconde partie, nous mettrons en évidence, d'après nos observations effectuées sur des TBHs fabriqués par ATMEL, l'impact sur le bruit BF des procédés technologiques tels que le dépôt de BCB, l'influence d'un plasma d'oxygène, d'une gravure DRIE du substrat silicium et des contraintes thermiques associées subies par ce type de composants.

Tout au long de ces chapitres nous aurons le souci permanent de comparer les propriétés du bruit BF que nous mettons en évidence sur nos composants avancés avec celles déjà connues sur des composants plus conventionnels. Nous pouvons finalement souligner que le travail qui va être présenté regroupe des résultats obtenus sur des familles de composants micro-ondes (TECs et TBHs) qui font habituellement l'objet de travaux séparés et qui ne sont pas souvent comparées dans un même travail, au moins au niveau de leur bruit électrique.

Chapitre I Généralités sur le Bruit Basse Fréquence

I. Introduction

Le bruit basse fréquence ou bruit en excès dans un composant électronique est une fluctuation aléatoire des grandeurs électriques (tension, courant) aux bornes de ce composant qui se manifeste dans le domaine spectral par des composantes dont l'amplitude diminue en général lorsque la fréquence augmente. De ce fait son étude est pertinente pour des fréquences le plus souvent inférieures à une centaine de MHz et même fréquemment inférieures à 1 MHz car, au-delà, les composantes de bruit irréductibles (bruit de diffusion ou thermique et bruit de grenaille) prédominent devant le bruit en excès.

Ce dernier est quand même susceptible de venir perturber le bon fonctionnement des systèmes micro-ondes. En effet d'une part il peut réduire la dynamique des fonctions à très large bande passante et d'autre part il peut se trouver transposé aux fréquences micro-ondes par l'intermédiaire des non linéarités du composant. Ainsi le bruit BF peut affecter le taux d'erreur dans les systèmes de transmissions hertziens utilisant des modulations numériques car il conditionne, pour une part importante, le bruit de l'oscillateur RF utilisé pour la démodulation. Il peut aussi perturber l'information transportée par les signaux micro-ondes lors de la démodulation dans les mélangeurs homodynes ou quasi homodynes par exemple où l'on utilise des fréquences intermédiaires très faibles pour lesquelles le bruit BF est particulièrement élevé.

De plus ce bruit BF est toujours lié à des fluctuations soit de la vitesse ou mobilité des porteurs au sein du composant soit à des fluctuations de leur nombre, fluctuations dont sont responsables des processus physiques spécifiques parfois liés à des défauts au sein du composant : on conçoit donc que l'étude de ce bruit puisse parfois constituer un moyen puissant de caractérisation de certaines propriétés physiques des composants électroniques et même parfois de leur fiabilité.

L'analyse du bruit de fond dans les dispositifs peut être abordée soit au niveau microscopique afin de déterminer la contribution au bruit total de chaque élément du composant en faisant appel à la physique des processus de transport, soit au niveau macroscopique afin de donner une représentation globale externe du bruit du composant. La première approche, essentiellement théorique, est surtout utile pour

trouver des solutions visant à améliorer les modes de fonctionnement et les techniques d'élaboration des composants afin d'en réduire leurs niveaux de bruits. La seconde approche, essentiellement expérimentale, permet d'abord de prévoir l'impact du bruit du composant sur les performances de la fonction dans laquelle il est utilisé. Elle autorise aussi la comparaison des performances en bruit de composants soit de types différents, soit de types identiques mais dont certains paramètres de fabrication varient. Elle fournit ainsi aux concepteurs de fonctions et circuits de précieuses informations sur les composants qu'ils doivent ou auront à privilégier dans le futur en fonction des applications visées. C'est cette seconde approche que nous avons adoptée sachant qu'elle n'interdit quand même pas d'obtenir aussi des informations pertinentes sur l'origine et la localisation des sources de bruit en cause afin de proposer des solutions pour les réduire.

II. Généralités sur le bruit basse fréquence

Dans cette première partie, nous allons rappeler quelques notions fondamentales sur le bruit de fond électrique généré dans le domaine des basses fréquences dans les dispositifs semi-conducteurs.

Après avoir énoncé le formalisme mathématique nécessaire pour caractériser ces fluctuations de grandeurs électriques, nous proposerons un bilan de l'état des connaissances actuelles sur les origines et propriétés des différentes sources de bruit en excès existantes dans les dispositifs semi-conducteurs.

II.1. Définition

Dans un dispositif semi-conducteur, tout bruit électrique se manifeste sous forme de fluctuations aléatoires et spontanées de la tension et (ou) du courant provoquées par divers processus physiques.

Le formalisme mathématique nécessaire pour décrire ce bruit électrique est assez complexe et ne fera pas l'objet de notre travail. Nous utilisons une approche simplifiée qui consiste à représenter les fluctuations dans le domaine fréquentiel par

leur densité spectrale associée qui est équivalente à la valeur quadratique moyenne ou puissance du signal dans une bande de l'ordre de 1 Hz.

Donc, avant d'examiner la nature de ces phénomènes, commençons par rappeler le formalisme mathématique de base utilisé pour les traiter et les représenter.

II.2. Formalisme Mathématique

La théorie mathématique de bruit de fond s'appuie en grande partie sur les propriétés statistiques des fonctions aléatoires. Il faut noter que la particularité du bruit est « qu'il ne peut être décrit par des relations explicites dépendantes du temps et que son amplitude instantanée ne peut donc être prévue » [I. 1]. Ainsi, un ensemble d'évènements stochastiques (c'est à dire obéissant aux lois du hasard) peut être décrit par une fonction aléatoire de variables aléatoires, ces dernières étant éventuellement assujetties à un autre paramètre (par exemple le temps).

Si nous considérons un courant de bruit $i(t)$ présentant des fluctuations aléatoires et spontanées supposées stationnaires et ergodiques, nous pourrions tout d'abord le caractériser par sa fonction d'auto corrélation $\Gamma_i(s)$ définie par la relation suivante [I. 2] :

$$\Gamma_i(s) = \overline{i(t)i(t+s)} \quad \text{I. 1}$$

où le symbole « $\overline{\quad}$ » représente une moyenne temporelle de la fonction sur « s », un intervalle de temps arbitraire.

Cette représentation, dans le domaine temporel n'est pas facilement utilisable en pratique, mais elle permet d'accéder à une représentation dans le domaine fréquentiel par l'intermédiaire de la densité spectrale $S_i(f)$ donnée par :

$$S_i(f) = 4 \int_0^{\infty} \Gamma_i(s) \cos(2\pi fs) ds \quad \text{I. 2}$$

Connaissant $S_i(f)$, nous pouvons en déduire la valeur quadratique moyenne du signal entre deux fréquences f_1 et f_2 qui s'exprime par :

$$\overline{i(t)^2} = \int_{f_1}^{f_2} S_i(f) df \quad \text{I. 3}$$

Si l'intervalle de fréquence Δf est choisi suffisamment petit de sorte que la densité spectrale puisse être considérée comme constante dans l'intervalle de fréquence $\Delta f = f_2 - f_1$, alors l'équation I. 3 peut se mettre sous la forme :

$$\overline{i(t)^2} = S_i(f) \Delta f \quad \text{I. 4}$$

Si $\Delta f = 1$ Hz, la valeur quadratique moyenne du signal $i(t)$ à la fréquence f est dans ce cas équivalente à la densité spectrale à la fréquence f de ce courant $i(t)$. En résumé, $i(t)$ représente le courant de bruit généré dans l'échantillon et $S_i(f)$ la puissance de bruit aux bornes de l'échantillon dans une bande de 1 Hz autour de la fréquence d'analyse f [I. 3]. On parlera dans ce cas d'une source de bruit en courant $S_i(f)$ mais on aurait pu tout aussi bien parler d'une source de bruit en tension $S_v(f)$ pour caractériser les fluctuations $v(t)$ de la différence de potentiel entre deux accès du composant.

Après avoir rappelé brièvement le formalisme mathématique nécessaire à mettre en œuvre pour décrire ce phénomène microscopique, nous allons maintenant présenter les différentes sources de bruit normales ou irréductibles et de bruit en excès existantes dans les dispositifs à semi-conducteur.

II.3. Sources de bruit

Parmi les sources de bruit, nous distinguons donc en premier lieu les sources de bruit dites irréductibles que sont d'une part le bruit de diffusion et d'autre part, le bruit de grenaille, et en second lieu les sources de bruit dites réductibles que sont les sources de bruit en excès. Nous allons présenter ces diverses sources de bruit en détail dans les sous paragraphes qui suivent [I. 4].

II.3.1. Sources de bruit « irréductibles »

II.3.1.1. Bruit thermique

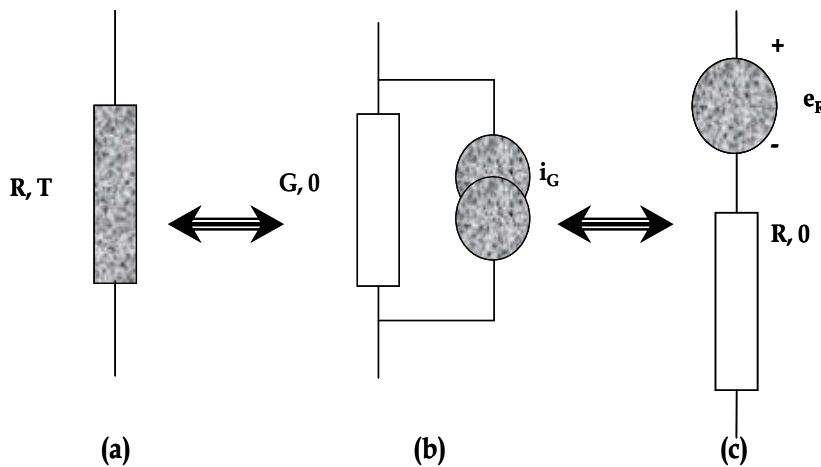
Le bruit thermique est une conséquence du mouvement brownien des porteurs dans un conducteur. En 1906, Einstein avait prédit que le mouvement des électrons libres

dans les matériaux pourrait conduire à l'apparition d'une force électromotrice fluctuante aux bornes de n'importe quelle résistance qui se trouve en équilibre thermique. Dans le cas où nous modélisons une résistance réelle (bruyante) par une résistance idéale supposée sans bruit soit en série avec une source de bruit en tension soit en parallèle avec une source de bruit en courant *Figure 1*, la densité spectrale en courant et en tension de bruit thermique s'écrit sous la forme suivante :

pour une représentation de type NORTON $S_{iG} = 4.k.T.G$ I. 5

pour une représentation de type THEVENIN : $S_{vR} = 4.k.T.R$ I. 6

où k est la constante de BOLTZMANN ($k=1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$), T la température du composant en Kelvin et G sa conductance ($R = 1/G$). Ceci peut se matérialiser par les schémas électriques équivalents de la *Figure 1* dans lesquels nous avons représenté la présence de bruit dans les composants par des sources de tension ou de courant sur un fond grisé.



- a. Résistance bruyante (à la température T)
- b. Représentation de Norton (association parallèle d'une résistance non bruyante et d'une source de bruit en courant
- c. Représentation de Thévenin (association série d'une résistance non bruyante et d'une source de bruit en tension).

Figure 1 : Bruit thermique dans une résistance R à la température T .

Dans le cas où le dispositif bruyant n'est pas purement résistif, seule la partie réelle de l'admittance ou de l'impédance contribue au bruit thermique total. La composante réactive est par essence non bruyante. De même, si nous prenons le cas des transistors bipolaires, la résistance d'entrée dynamique en base commune r_{π} ne génère pas de bruit thermique car elle n'est qu'une représentation équivalente du

fonctionnement en régime de petits signaux de la jonction émetteur base et n'est en aucun cas une résistance au sens physique du terme [I. 5]. Il en est de même pour la résistance dynamique distribuée de grille R_i dans un transistor à effet de champ.

II.3.1.2. Bruit de Diffusion

Son origine est la fluctuation aléatoire et spontanée du mouvement des électrons libres avec les particules du réseau cristallin. Ce bruit reste équivalent à un bruit thermique en présence d'un champ électrique E tant que la mobilité des porteurs obéit à la relation d'Einstein :

$$\frac{D_0}{\mu_0} = \frac{kT}{q} \quad \text{I. 7}$$

où μ_0 est la mobilité à champ électrique nul [I. 6]. Dans ces conditions, la densité spectrale S_{iD} du bruit de diffusion en courant d'un cristal semi-conducteur porté à la température T s'écrit sous la forme :

$$S_{iD}(f) = 4kT\Re(Y) \quad \text{I. 8}$$

où $\Re(Y)$ est la partie réelle de l'admittance du cristal entre les deux contacts où l'on effectue la mesure.

II.3.1.3. Bruit de Grenaille

Historiquement, en 1918, Walter Schottky montra que le courant d'un tube à vide était affecté d'un bruit provenant de deux origines : le bruit thermique dont la puissance est proportionnelle à la température et inversement proportionnelle à la résistance électrique du dispositif : $S_{I1} = 4k_B T / R$ (Nyquist Noise), et le bruit de grenaille proportionnel au courant électrique moyen et à la charge quantifiée q des porteurs : $S_{I2} = 2qI$. Tandis que la première cause de bruit, purement thermodynamique, ne fait pas intervenir la nature du transport électronique, le bruit de grenaille n'existe que lorsque le courant électrique est collecté sous la forme d'une quantité aléatoire dans le temps de « grains d'électricité » identiques et décorrélés. Cette source de bruit est appelée « Shot noise » en anglais, du fait du nom de W. Schottky qui l'a révélé.

Dans les dispositifs semi-conducteurs, elle résulte du passage des porteurs à travers une barrière de potentiel, du type de celle induite par la présence d'une jonction. L'expression de sa densité spectrale s'écrit:

$$S_{iG} = 4KT\Re(Y) - 2qI \quad \text{I. 9}$$

où I est le courant traversant la jonction et Y l'admittance de cette jonction.

Remarquons que pour une jonction idéale où $\Re(Y) = \frac{qI}{kT}$, la relation I.9 devient alors :

$$S_{iG} = 2qI \quad \text{I. 10}$$

et nous constatons que S_{iG} est indépendante de la fréquence ce qui permet de parler de bruit blanc.

Les deux relations I. 9 et I. 10 ont été établies dans le cas où tous les porteurs injectés à l'une des bornes de la jonction, donc en pratique aux bornes d'un barreau semi-conducteur ou d'un composant à base de semi-conducteur, traversent effectivement la barrière de potentiel et se trouvent collectés à l'autre borne. Si nous prenons en compte les interactions éventuelles des porteurs avec le réseau cristallin, le bruit de grenaille peut alors être considéré comme dépendant de la fréquence si le temps de transit inter électrodes τ_t est du même ordre de grandeur que le temps de relaxation τ_R . Pratiquement, l'influence du temps de transit (quelques dizaines de picosecondes) ne sera notable que si la fréquence de travail est supérieure à la quantité $1/\pi\tau_t$. Dans ce cas, le spectre de la source de bruit de grenaille ne peut plus être considéré comme indépendant de la fréquence et nous pouvons l'écrire sous la forme [I. 7]:

$$S_{i-grenaille}(f) = 2qI \left[\frac{\sin(\pi f \tau_t)}{\pi f \tau_t} \right]^2 \quad \text{I. 11}$$

Le bruit de grenaille, ainsi que le bruit thermique présenté précédemment, sont par nature des sources de bruit irréductibles et constituent donc la limite inférieure du bruit observable dans une jonction p-n, un barreau de semi-conducteur ou au sein d'un composant à base de semi-conducteur. Toutefois, le bruit effectif lui est en général supérieur en raison de l'existence d'une ou de plusieurs sources

supplémentaires de bruit en excès que nous allons décrire dans le paragraphe suivant.

II.3.2. Sources de bruit en excès « dites réductibles »

Ce type de bruit est directement lié à la présence de défauts dans les couches de semi-conducteur ou à l'interface entre deux couches de semi-conducteur. Le flux de porteurs qui se déplace dans ces zones sous l'action d'un champ électrique se trouve modifié de façon aléatoire ce qui génère un bruit en excès. Il est donc, par essence, réductible puisque lié à l'existence de défauts : que le nombre de ces derniers soit réduit et le bruit l'est aussi.

Parmi les sources de ce type de bruit en excès, on en connaît parfaitement deux qui occupent une large place dans les travaux de recherche sur le bruit BF et notamment dans les composants micro-ondes. Il s'agit du bruit de génération recombinaison (*GR*) et du bruit en $1/f$ que nous allons maintenant présenter succinctement.

II.3.2.1. Bruit de Génération Recombinaison (*GR*) :

Il s'agit d'un processus spécifique aux matériaux semi-conducteurs caractéristique de la qualité cristallographique du matériau. Il est lié à la présence d'un défaut dans le semi-conducteur qui se traduit par l'existence d'un niveau d'énergie E_t dont les fluctuations de l'occupation au cours du temps entraînent celle du nombre de porteurs libres du réseau.

Trois processus peuvent être à l'origine de ces fluctuations :

- une capture successive d'électrons de la bande de la conduction et de trous de la bande de valence : ce défaut est appelé centre de recombinaison [I. 14].
- une émission successive d'électrons et de trous dans la bande de conduction et de valence: ce défaut est appelé centre de génération.
- il s'agit cette fois de l'émission et de la capture alternative d'un même type de porteurs : ce défaut est appelé piège à électrons ou piège à trous [I. 14].

La constante du temps associée au processus de piégeage dépiégeage est égale à :

$$\tau = \frac{T_a^2}{\sigma_n \nu_{th}(T_a) N_c(T_a) T^2} \exp\left(\frac{E_c - E_t}{kT}\right) \quad \text{I. 12}$$

où le terme $E_c - E_t$ représente l'énergie d'activation du piège considéré (l'écart de son niveau d'énergie par rapport à celui de la bande de conduction E_c), σ_n sa section efficace de capture à la température ambiante T_a et ν_{th} est la vitesse thermique des électrons.

La densité spectrale de ce bruit s'exprime ainsi par :

$$S_i(f) = \frac{I^2}{n^2 V} 4n_t f_t (1-f_t) \frac{\tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad \text{I. 13}$$

où V est le volume du semi-conducteur, n la densité de porteurs de charges et I la valeur moyenne du courant qui le traverse, f_t est une fonction qui rend compte de la probabilité d'occupation du niveau piège par une statistique de Boltzmann. Dans cette expression de la densité spectrale du bruit en courant, des propriétés fondamentales du bruit (**GR**) apparaissent et nous pouvons les résumer comme suit :

- son amplitude, à courant constant, est inversement proportionnelle au volume V du semi-conducteur considéré.
- elle est maximale lorsque le niveau de Fermi est proche du niveau piège.
- elle est proportionnelle au carré du courant traversant le dispositif,
- ses évolutions fréquentielles sont celles d'un spectre lorentzien caractérisé par un plateau pour des fréquences telles que $\omega\tau \ll 1$ et par une décroissance en $1/f^2$ à partir de $f = 1/2\pi\tau$.

II.3.2.2. Bruit en $1/f$

Il se caractérise par le fait que la puissance de bruit dans la bande de fréquences d'observation est sensiblement inversement proportionnelle à la fréquence d'analyse, d'où sa dénomination de bruit en $1/f$. Il est du à des fluctuations de résistance de la région du semi-conducteur où il prend naissance. L'origine de ces variations est controversée, deux hypothèses ressortent néanmoins :

- La première exprime l'idée de bruit en $1/f$ causé par les fluctuations du nombre de porteurs, dues à des processus de génération recombinaison (**GR**) sur

plusieurs pièges simultanément. Ce type de fluctuations rentre essentiellement dans la catégorie des bruits de surface ou d'interface.

- La seconde hypothèse, largement phénoménologique, consiste à dire que le bruit en $1/f$ est généré, non plus par des fluctuations du nombre des porteurs, mais par des fluctuations de leur mobilité liée aux collisions électrons-phonons. Il s'agit alors d'un type de bruit en volume [I. 9] et qui serait irréductible puisque lié à la nature même du transport des charges.

L'expression de la densité spectrale en courant du bruit en $1/f$ est la suivante [I. 10] :

$$S_i(f) = \frac{\alpha_h}{fN} I^2 \quad \text{I. 14}$$

où α_h est un coefficient phénoménologique souvent dénommé le coefficient de Hooge, N le nombre de porteurs dans la région où le bruit est généré (N dépend donc des dimensions de cette région) et f la fréquence d'analyse. D'après la relation I.12, le bruit en $1/f$ dépend du carré du courant traversant l'échantillon. Il est aussi intéressant aussi de noter que la dépendance, inversement proportionnelle à certaines des dimensions de l'échantillon (à courant constant), implique le rôle prépondérant de cette source de bruit dans les composants micro-ondes de petite taille.

Si α_h prend en effet en compte les deux phénomènes de fluctuations, en admettant qu'elles peuvent coexister [I. 11], alors α_h s'écrit :

$$\alpha_h = \alpha_{hN} + \alpha_{h\mu} \quad \text{I. 15}$$

où α_{hN} et $\alpha_{h\mu}$ représentent respectivement le coefficient de Hooge lié aux fluctuations de nombre de porteurs, et le coefficient de Hooge lié aux fluctuations de la mobilité.

Hooge dans un premier temps pensa que α_h était une constante universelle, valant $2 \cdot 10^{-3}$. Aujourd'hui, α_h n'est plus considérée comme étant une constante mais plutôt un paramètre dépendant de la pureté et du nombre de défauts présents dans le matériau.

On peut rendre compte de α_{hN} au moyen de la théorie de Mc Whorter, qui interprète le bruit en $1/f$ par un modèle utilisant des mécanismes de piégeage dépiégeage de type génération recombinaison, dont les constantes de temps seraient

distribuées selon une loi en $1/\tau$. Mathématiquement, cela conduit à écrire que le bruit est égal à la somme de toutes les composantes de bruit propres à chacun des processus (**GR**) ce qui implique une densité spectrale des fluctuations de N :

$$S_n(f) = \int_0^{\infty} 4 \langle \Delta N^2 \rangle \cdot \frac{\tau}{1 + (2\pi f)^2 \cdot \tau^2} d\tau \quad \text{I. 16}$$

où $\langle \Delta N^2 \rangle$ est la valeur quadratique moyenne des fluctuations du nombre de porteurs N . Après intégration, la densité spectrale $S_n(f)$ présente une évolution en $1/f$. Cette théorie reste aussi très controversée du fait de sa difficulté à rendre compte du bruit en $1/f$ sur plusieurs décades de fréquences. D'autres approches ont donc été proposées : bruit quantique prenant en compte les collisions électron-électron avec émission de photons (Bremsstrahlung : rayonnement continu de freinage est la dispersion d'un électron avec l'émission d'un photon, cet effet a été étudié lors de la première observation des rayons X par Roentgen) [I. 12], fluctuations d'origines thermiques, etc.... Le problème reste encore largement ouvert.

De façon usuelle, le bruit en $1/f$ peut se traduire expérimentalement par une densité spectrale qui varie comme $1/f^\gamma$ avec γ comprise entre 0.8 et 1.4 pour des fréquences allant de 1 Hz à 10 kHz. Ce type de bruit ne peut pas garder sa nature purement en $1/f$ dans toute la gamme des fréquences $0 < f < \infty$. Nous devrions réserver le terme de bruit en $1/f$ pour décrire les fluctuations dont la densité spectrale est de la forme $1/f^\gamma$ avec γ égal à 1.

II.4. Décomposition d'un spectre en différentes composantes

Nous nous basons sur les modèles Δn qui sont tous basés sur le principe d'addition de spectres lorentzien de bruit (**GR**). Le principe est de considérer que le bruit $1/f$ est dû à un ensemble de pièges dont les temps de relaxation varient de façon continue entre deux valeurs τ_1 et τ_2 . Si le poids statistique de chacun de ces pièges est inversement proportionnel au temps de relaxation τ du piège et se détermine d'après :

$$g(\tau)d\tau = \frac{1}{\ln(\tau_2/\tau_1)} \frac{1}{\tau} d\tau \quad \text{pour } \tau_1 < \tau < \tau_2 \quad \text{I. 17}$$

alors, un spectre $1/f$ peut être trouvé dans la gamme de fréquence comprise entre des fréquences minimum $f_{min} = 1/\tau_2$ et maximum $f_{max} = 1/\tau_1$. L'équation I. 16 peut s'écrire sous la forme en utilisant la relation I. 17 et après intégration entre les deux valeurs τ_2 et τ_1 , sous la forme :

$$S_n(f) = \int_{\tau_1}^{\tau_2} \langle \Delta N^2 \rangle g(\tau) \cdot \frac{4\tau}{1 + (2\pi f\tau)^2} d\tau$$

$$S_n(f) = \frac{\langle \Delta N^2 \rangle}{\ln\left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)} \frac{2}{\pi} \left(\text{Arc tan}(2\pi f\tau_2) - \text{Arc tan}(2\pi f\tau_1) \right) \frac{1}{f} \quad \text{I. 18}$$

Selon la gamme de fréquences observée, l'approximation de l'équation I. 18 peut donner les relations suivantes :

$$f \langle \frac{1}{2\pi\tau_2} \rangle \quad : \quad S_n(f) = \frac{\langle \Delta N^2 \rangle}{\ln\left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)} 4\tau_2 \quad \text{I. 19}$$

$$\frac{1}{2\pi\tau_2} \langle f \rangle \frac{1}{2\pi\tau_1} \quad : \quad S_n(f) = \frac{\langle \Delta N^2 \rangle}{\ln\left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)} \frac{1}{f} \quad \text{I. 20}$$

$$\frac{1}{2\pi\tau_1} \langle f \rangle \quad : \quad S_n(f) = \frac{\langle \Delta N^2 \rangle}{\ln\left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)} \frac{1}{\tau_1 \pi^2 f^2} \quad \text{I. 21}$$

La relation I. 20, nous montre que la somme des spectres lorentzien produit un spectre en $1/f$ pour des fréquences comprises entre $1/\tau_2$ et $1/\tau_1$. En revanche, en dessous de $1/\tau_2$, le spectre est blanc et au-delà de $1/\tau_1$, la densité spectrale du bruit est proportionnelle à $1/f^2$. Par conséquent, un spectre de bruit est constitué de la somme de différentes composantes, chacune correspondant à un processus physique spécifique. Il est donc en général pertinent de décomposer un spectre de bruit en tension ou en courant mesuré en une somme de bruit blanc, de bruit en $1/f$ ou $1/f^2$ et des différents bruits de (GR) associés aux n pièges discrets comme indiqué en équation I. 22. Chaque piège i est caractérisé par une constante C_i associée à son amplitude et une fréquence de coupure du processus lorentzien f_{ci} [[I. 15], [I. 16]]:

$$S_{(v,I)} = (\text{bruit - blanc}) + \frac{A}{f^\gamma} + \sum_{i=1}^n \frac{\left(\frac{C_i}{fc_i}\right)}{1 + \left(\frac{f}{fc_i}\right)^2} \quad \text{I. 22}$$

où A est le coefficient du bruit en $1/f$.

À titre d'exemple, nous présentons sur la *Figure 2* la décomposition d'un spectre issu de la mesure en trois spectres élémentaires [I. 17].

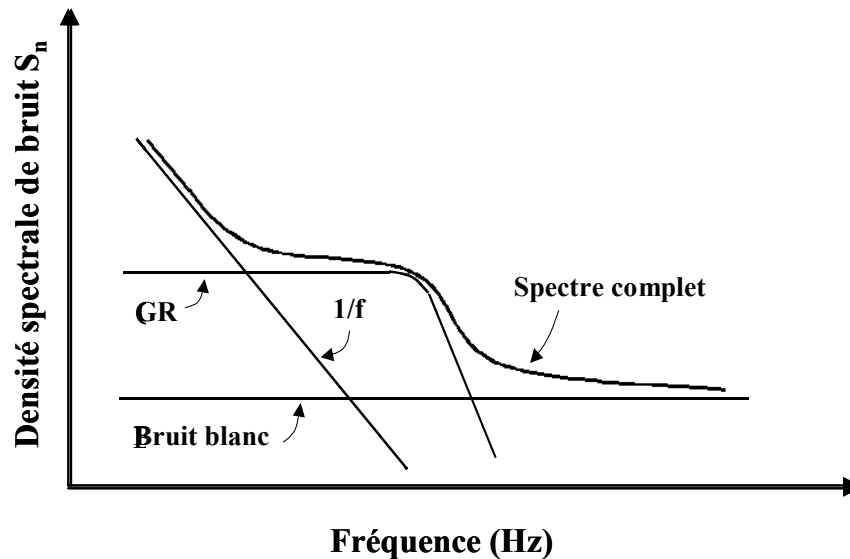


Figure 2 : Décomposition d'un spectre complet de bruit BF.

Une telle démarche est particulièrement pertinente pour identifier les origines d'un bruit observé mais s'effectue rarement aussi simplement car en général la solution obtenue n'est pas unique.

Après avoir établi un panorama des sources de bruit existantes dans les semi-conducteurs et indiqué comment on peut séparer leurs contributions individuelles au bruit total, nous allons maintenant présenter les techniques utilisées pour déterminer ce bruit total expérimentalement, techniques qui sont notamment fonctions de la manière dont on souhaite le représenter.

III. Modélisation du bruit dans un quadripôle

La représentation minimale du bruit interne d'un quadripôle consiste à utiliser deux sources équivalentes externes pouvant être ou non corrélées entre elles. Elles sont indépendantes des impédances de la charge et de celle du générateur. Il existe

alors plusieurs configurations possibles de ces deux sources comme le montre la Figure 3 [[I. 18], [I. 19]]:

- deux sources de tension placées en série en entrée et en sortie du quadripôle (modèle1).
- deux sources de courant placées en parallèle en entrée et en sortie du quadripôle (modèle2).
- une source de tension placée en série en entrée et une source de courant placée en parallèle en entrée du quadripôle (modèle3).
- une source de tension placée en série en sortie et une source de courant placée en parallèle en sortie du quadripôle (modèle4).
- une source de courant placée en parallèle en entrée et une source de tension placée en série en sortie du quadripôle (modèle5).
- une source de tension placée en série en entrée et une source de courant placée en parallèle en sortie du quadripôle (modèle 6).

Les modèles 2 et 3 sont les plus couramment utilisés et nous les adopterons donc dans la suite, car ce sont ceux qui sont les plus proches de la nature physique des sources mises en jeu. Quelle que soit la configuration, les sources de bruit associées au schéma peuvent être corrélées.

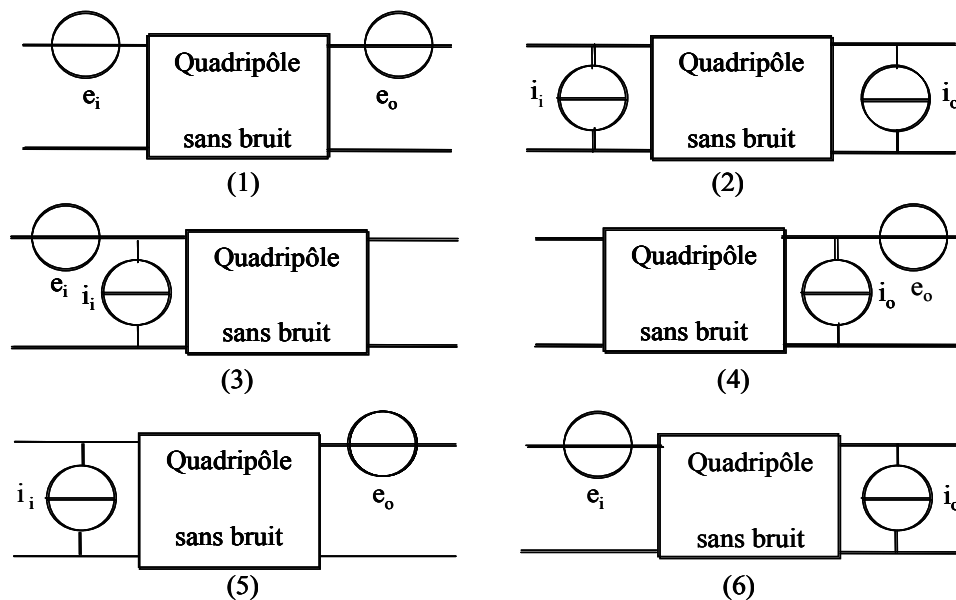


Figure 3 : Différentes possibilités de représentation en bruit d'un quadripôle actif à l'aide de deux sources équivalentes de bruit.

III.1. Modèle appliqué au transistor à effet de champ

Il a été montré que les sources de bruit du transistor à effet de champ peuvent être classées en deux grandes catégories : d'une part, les sources internes liées à la zone active du composant, d'autre part, les sources externes constituées par les générateurs de bruit associés aux trois zones d'accès de grille, de drain et de source [[I. 20], [I. 21]].

III.1.1. Sources externes liées aux régions d'accès

Les sources externes sont indépendantes les une des autres. Leurs amplitudes minimales ne sont fonction que de la valeur ohmique de la résistance de la zone considérée et de sa température T exprimée en Kelvin. Nous les représentons par des générateurs de tension en série avec chaque résistance associée, conformément au théorème de Nyquist [I. 22], les valeurs quadratiques moyennes dans une bande Δf de 1 Hz sont données par :

$$S_{vRg} = 4.k.T.R_g.\Delta f \quad \text{I. 23}$$

$$S_{vRs} = 4.kT.R_s.\Delta f \quad \text{I. 24}$$

$$S_{vRd} = 4.kT.R_d.\Delta f \quad \text{I. 25}$$

Bien entendu ces régions d'accès, et en particulier celles de source et de drain qui sont constituées de semi-conducteur, sont aussi le siège de phénomènes de bruit en $1/f$ ou (GR), notamment au niveau des contacts ce qui se traduit alors par autant de générateurs de bruit supplémentaires à rajouter en série avec les précédents.

III.1.2. Sources internes

Dans le cas du transistor à effet de champ, il existe deux sources de bruit internes, pouvant être interdépendantes, l'une associée aux fluctuations de courant de grille et l'autre à celles du courant de drain [I. 23]. En configuration source commune, on les modélise par deux sources de courant de bruit équivalentes i_g et i_d placées à l'entrée et à la sortie du quadripôle.

III.1.3. Source interne de drain

La source interne de drain i_d présente une amplitude minimale qui est la conséquence du bruit de diffusion en tout point du canal. Ce bruit peut être particulièrement élevé car les électrons qui transitent dans le canal sont des électrons chauds dont la température équivalente de bruit peut atteindre plusieurs milliers de Kelvin. La valeur quadratique moyenne de ce bruit en courant dans une bande de 1 Hz est donnée par la relation suivante :

$$S_{id} = 4.k.T.P.g_m.\Delta f \quad \text{I. 26}$$

où T représente la température du cristal, g_m la transconductance du transistor et P un coefficient de bruit de diffusion dépendant de la géométrie et des conditions de polarisation mais conservant en général une valeur entre 0.5 et 2.

Aux fréquences basses, des sources de bruit supplémentaires relatives aux processus en $1/f$ ou de type **(GR)** se rajoutent à la précédente et deviennent même prépondérantes en dessous d'une centaine de MHz : leurs valeurs sont très dépendantes de la constitution du composant et de sa technologie et en fournissent une signature dont la caractérisation est un des objectifs du travail qui va suivre.

III.1.4. Source interne de grille

Cette source interne de grille peut posséder quatre origines différentes que nous citons ici :

- Toute fluctuation du potentiel dans le drain, conséquence de celle du courant de drain, induit par couplage capacitif celle du potentiel de grille v_g qui à son tour donne naissance à un courant de bruit en $S_{vg}/(C_{gs}\omega)^2$ où ω est la pulsation d'analyse et C_{gs} la capacité grille source du transistor. Au total, le bruit total de grille induit par le bruit de diffusion de drain est donné par :

$$S_{ig} = 4.k.T.R.\frac{(C_{gs}\omega)^2}{g_m}.\Delta f \quad \text{I. 27}$$

où R est un coefficient de bruit dépendant de la géométrie et des conditions de polarisation. Cette source ayant même origine que celle de drain est bien évidemment corrélée avec elle, ce dont rend compte l'équation donnant le spectre d'intercorrélacion entre i_d et i_g :

$$jC = \frac{\overline{S_{i_g i_d^*}}}{\sqrt{i_g^2 \cdot i_d^2}} \quad \text{I. 28}$$

où $S_{i_g i_d^*}$ représente le spectre croisé entre les deux sources du bruit, il est donné par la relation I.28 bis :

$$S_{i_g i_d^*} = 4.k.T.jC_{gs} \omega.h(P,R)\Delta f \quad \text{I. 28 bis}$$

dont $h(P,R)$ est une fonction des deux paramètres P et R [I. 24].

C est un troisième coefficient de bruit dépendant des conditions de polarisation.

Les trois équations précédentes indiquent que les quantités concernées ne deviennent importantes qu'aux fréquences élevées. En deçà, d'autres sources doivent être considérées et constituent autant de générateurs de bruit en courant à rajouter en parallèle avec les précédents et devant lesquels ils deviennent d'autant plus prépondérants que la fréquence est basse. Les origines de ces autres sources sont :

- le courant direct ou inverse passant dans la diode Schottky qui induit du bruit de grenaille pouvant avoir une influence jusqu'à plusieurs GHz si ce courant est important [I. 24].
- ce même courant induit aussi du bruit en $1/f$ et du bruit GR , notamment en raison de la présence de centres recombinants et de centres de génération présents dans la zone de charge d'espace sous la grille [I. 25]
- les courants de fuite entre l'électrode de grille et celles de drain ou de source : il sont liés à une mauvaise isolation des diverses électrodes entre elles, souvent en rapport avec une passivation de surface insuffisante, et génèrent aussi des bruits de type $1/f$ ou GR .

Sur la *Figure 4*, nous schématisons les équations qui décrivent le modèle en représentation parallèle en bruit BF du TEC, en tenant compte des résistances d'accès du transistor.

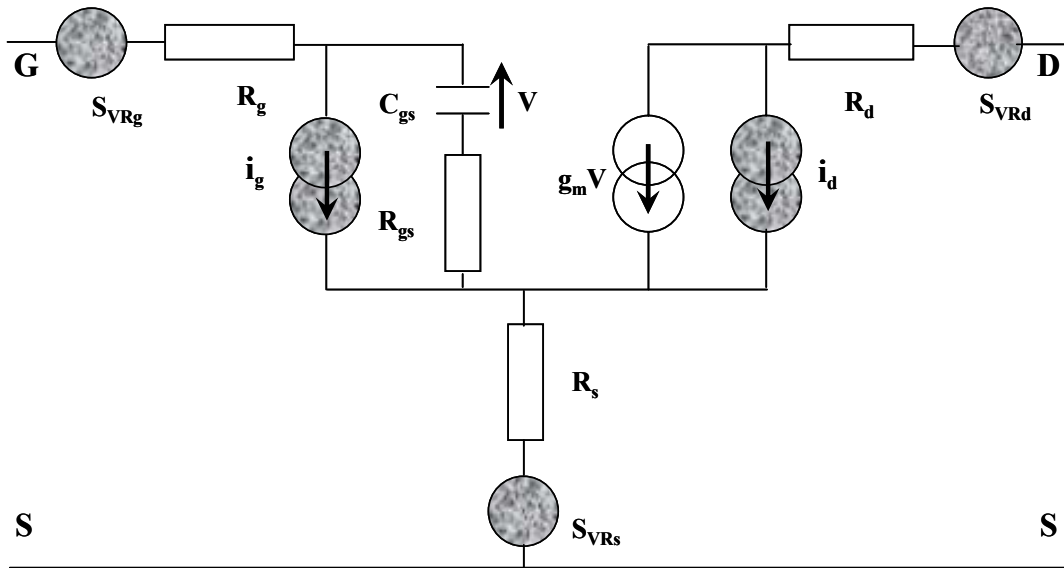


Figure 4 : Modèle en bruit BF du transistor à effet de champ avec les résistances d'accès.

III.2. Modèle appliqué au transistor bipolaire :

Nous présentons sur la *Figure 5* le modèle de bruit du transistor bipolaire en configuration émetteur commun que nous utiliserons par la suite car il présente l'avantage de localiser les sources de bruit à des emplacements très proches de ceux où elles sont physiquement présentes. S_{ieb} est une source de bruit en courant associée aux différentes composantes du courant de base du transistor. La source en courant S_{iec} est associée au courant du collecteur. Nous avons essentiellement ensuite deux sources de bruit en tension associées aux parties résistives du composant. La densité spectrale de bruit en tension $S_{Vrbb'}$ associée aux fluctuations de la résistance distribuée de base $r_{bb'}$, alors que S_{Vre} est associée aux fluctuations de la résistance d'accès côté émetteur r_e .

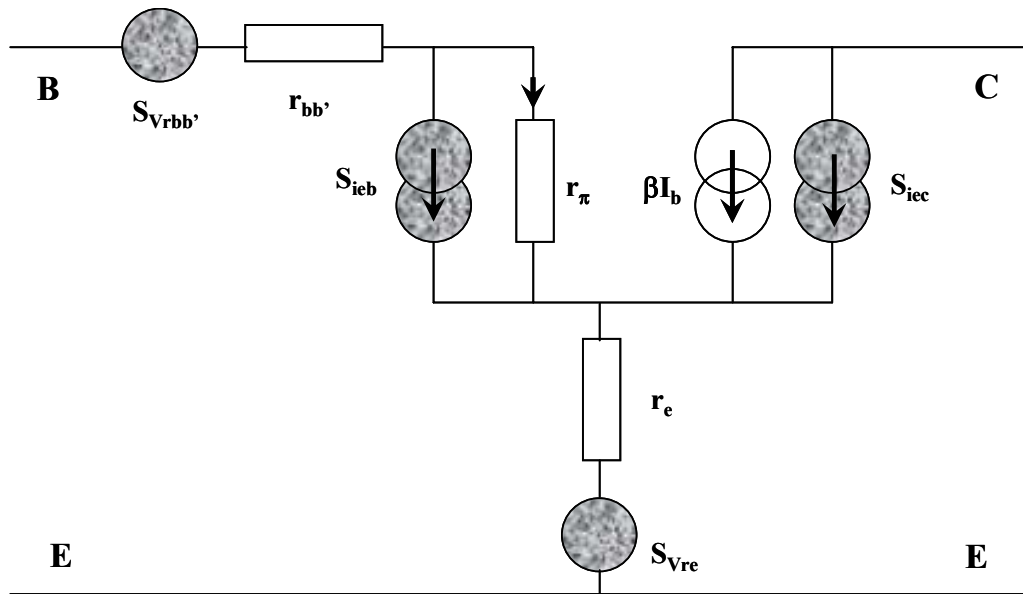


Figure 5 : Modèle en bruit basse fréquence du transistor bipolaire.

Chacune de ces sources traduit la présence de bruit blanc, de bruit de scintillation et de n composantes de génération recombinaison ($GR1$, $GR2$, GRn). Notons que le bruit blanc se divise en deux grandes catégories : le bruit thermique dans les régions résistives et le bruit de grenaille au niveau des jonctions. Nous obtenons finalement les expressions suivantes :

$$S_{ieb} = 2qI_b + S_{ieb}^{1/f} + S_{ieb}^{GR1} + S_{ieb}^{GR2} + \dots + S_{ieb}^{GRn} \tag{I. 29}$$

$$S_{iec} = 2qI_c + S_{iec}^{1/f} + S_{iec}^{GR1} + S_{iec}^{GR2} + \dots + S_{iec}^{GRn} \tag{I. 30}$$

$$S_{vrbb'} = 4.kT.r_{bb'} + I_b^2 . S_{rbb'}^{1/f} + I_b^2 . S_{rbb'}^{GR1} + I_b^2 . S_{rbb'}^{GR2} + \dots + I_b^2 . S_{rbb'}^{GRn} \tag{I. 31}$$

$$S_{vre} = 4.kT.r_e + I_e^2 . S_{re}^{1/f} + I_e^2 . S_{re}^{GR1} + I_e^2 . S_{re}^{GR2} + \dots + I_e^2 . S_{re}^{GRn} \tag{I. 32}$$

L'inconvénient de ces sources de bruit est qu'elles ne sont pas directement accessibles à la mesure. Toutefois, si l'on détermine expérimentalement les sources e et i (et corrélation ei^*) de la Figure 3.3 par exemple, nous pouvons aisément établir les équations de liaison entre les sources « physiques » et les sources mesurées :

$$S_i = S_{ieb} + \frac{S_{iec}}{\beta^2} \tag{I. 33}$$

$$S_e = 4.k.T.(r_{bb'} + r_e) + (r_{bb'} + r_e)^2 . S_{ieb} + \left(\frac{r_{bb'} + r_e + r_\pi}{\beta} \right)^2 . S_{iec} + I_b^2 . S_{rbb'} + I_e^2 . S_{re} \tag{I. 34}$$

Nous exprimons la corrélation entre ces deux sources de la façon suivante :

$$S_{ei}^* = (r_{bb'} + r_e)S_{ieb} + (r_{bb'} + r_e + r_\pi) \frac{S_{iec}}{\beta^2} \quad \text{I. 35}$$

La résistance de corrélation notée R_{cor} , la résistance optimale de bruit R_{opt} ainsi que le coefficient de corrélation C_{cor} sont définis par :

$$R_{cor} = \frac{(r_{bb'} + r_e)S_{ieb} + (r_{bb'} + r_e + r_\pi) \frac{S_{iec}}{\beta^2}}{S_{ieb} + \frac{S_{iec}}{\beta^2}} \quad \text{I. 36}$$

$$R_{opt} = \sqrt{\frac{S_e}{S_i}} \quad \text{I. 37}$$

$$C_{cor} = \sqrt{\frac{R_{cor}}{R_{opt}}} \quad \text{I. 38}$$

On vérifie qu'en général S_{iec} est négligeable devant S_{ieb} [[I. 27], [I. 28]] pour les transistors présentant un gain statique en courant d'au moins 50 à 100. Dans ce cas, très fréquent, l'influence de S_{iec} sur le bruit en courant ne sera pas pris en considération : le bruit en courant mesuré S_i sera alors directement représentatif du bruit du courant de base S_{ieb} . Il reste donc maintenant à voir comment nous allons procéder à cette mesure.

IV. Description des bancs de mesure du bruit basse fréquence

Nous venons de voir que l'accès aux sources de bruit élémentaires du composant nécessitait :

- a- l'acquisition des densités spectrales de e , i et de leur corrélation (Figure 3.3) ou bien éventuellement celles de i_i , i_o et de leur corrélation (Figure 3.2).
- b- l'acquisition d'un certain nombre de paramètres relatifs aux courants à travers le composant, à son gain et transconductance, aux résistances de son schéma équivalent afin de pouvoir passer des sources de bruit mesurées aux sources de bruit « physiques ».

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous allons donc d'abord présenter une description des moyens de mesure utilisés pour acquérir les paramètres évoqués en b). Nous décrirons ensuite les deux bancs de mesure de bruit basse fréquence, utilisés selon que l'on veut accéder aux générateurs (e, i) ou aux générateurs (i_i, i_o) .

IV.1. Banc de caractérisation statique

Remarquons d'abord que tous les paramètres dont nous avons besoin doivent rendre compte du comportement du composant dans une gamme de fréquences analogue à celle où sont faites les mesures de bruit c'est-à-dire jusqu'à 100 kHz maximum. C'est pourquoi toutes les acquisitions nécessaires, pour des transistors micro-ondes dont les fréquences de coupure sont très élevées devant 100 kHz, peuvent être faites en régime statique du moins pour les transistors bipolaires car pour les transistors à effet de champ des phénomènes de dispersion basse fréquence (transconductance et/ou conductance de sortie selon les conditions de polarisation) doivent être pris en compte.

Sur la *Figure 6*, nous représentons le banc de mesure automatique développé au laboratoire [I. 29]. Ce banc a été utilisé pour la caractérisation statique des transistors bipolaires à hétérojonction (TBHs) à base de silicium germanium (SiGe) en configuration émetteur commun et des transistors à effet de champ (TECs) à base de SiGe ainsi qu'à base de nitrure de gallium (GaN) en configuration source commune, ce qui correspond à la plupart des applications pour lesquelles les TBHs et les TECs sont utilisés.

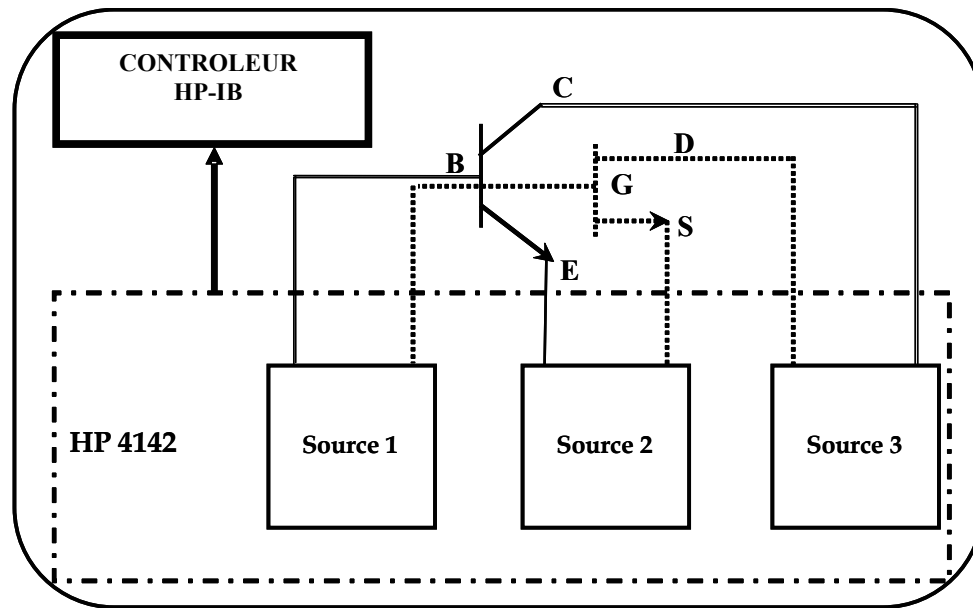


Figure 6 : Schéma bloc du système de mesures des caractéristiques statiques des TBHs et des TECs.

Le banc de mesures statiques a été mis en œuvre à partir d'un ensemble modulaire de sources continues 4142 de HEWLETT-PACKARD /AGILENT. Cet appareil contient trois tiroirs d'alimentations programmables ainsi qu'un tiroir d'asservissement. Chacune de ces sources peut fonctionner soit en générateur de tension, soit en générateur de courant, et effectue également les deux types de mesures, en courant ou en tension. La connexion de chacune des alimentations sur les trois accès du transistor se fait à travers deux connecteurs triaxiaux pour chaque tiroir. Le premier de ces connecteurs, « Force » délivre le signal voulu, le second « Sense », connecté le plus près possible du composant permet de compenser les pertes résistives éventuelles à travers les câbles et les inductances de choc des Tés de polarisation par exemple (ces derniers sont en général nécessaires pour présenter des charges RF 50Ω au composant, charges qui correspondent en général à un fonctionnement stable, exempt d'oscillations). L'ensemble du banc est piloté par un contrôleur équipé des logiciels de traitement ad-hoc.

Les mesures sont faites directement sur tranche ou puce nue par l'intermédiaire d'une station manuelle sous pointes coplanaires hyperfréquences de type Cascade Micro Tech. Cette même station est utilisée pour les deux bancs de caractérisation en bruit BF que nous présentons maintenant.

IV.2. Bancs de caractérisation en bruit basse fréquence

Les systèmes utilisés pour les mesures de bruit BF ont été développés au laboratoire. Ces dispositifs regroupent les fonctions de polarisation du dispositif sous test, noté par la suite **DST**, et d'amplification de son bruit. Dans notre cas, nous avons donc utilisé deux bancs de mesure différents. Le premier qui donne directement accès à (e,i) consiste à utiliser la technique des impédances multiples. Son fonctionnement et les informations qui lui sont relatives sont donnés en référence [I. 26]. Le second, basé sur ce que nous dénommerons par la suite technique directe, fournit directement (i,i_o) , est de génération plus récente et offre notamment une plus grande rapidité de mesure directe [I. 30].

IV.2.1. Techniques des impédances multiples

IV.2.1.1. Dispositif expérimental pour les TECs

La *Figure 7* illustre le dispositif de mesure de bruit (e,i) utilisé pour les TECs montés en configuration source commune. En fait, sur les TECs aux basses fréquences, le générateur i est en général tout à fait négligeable par rapport à e et nous utilisons donc ce dispositif pour mesurer essentiellement e .

Un ensemble de résistances à couches métalliques et de condensateurs de découplage C_1 , C_2 , C_3 et C_4 permet de réaliser un réseau de polarisation réglable manuellement et alimenté par des accumulateurs afin de minimiser la présence des harmoniques dus au réseau EDF. Nous avons polarisé le **DST** en tension sur la grille et en tension/courant sur le drain. Pour éviter les problèmes d'oscillation, nous avons utilisé sur la grille et sur le drain des tés de polarisation convenablement choisis afin de récupérer le bruit à mesurer jusqu'à 100 kHz sur leurs accès continus (DC), leurs accès RF étant chargés sur 50Ω . Enfin, afin de prévenir au maximum des perturbations extérieures, tout le système se trouve dans une cage de Faraday.

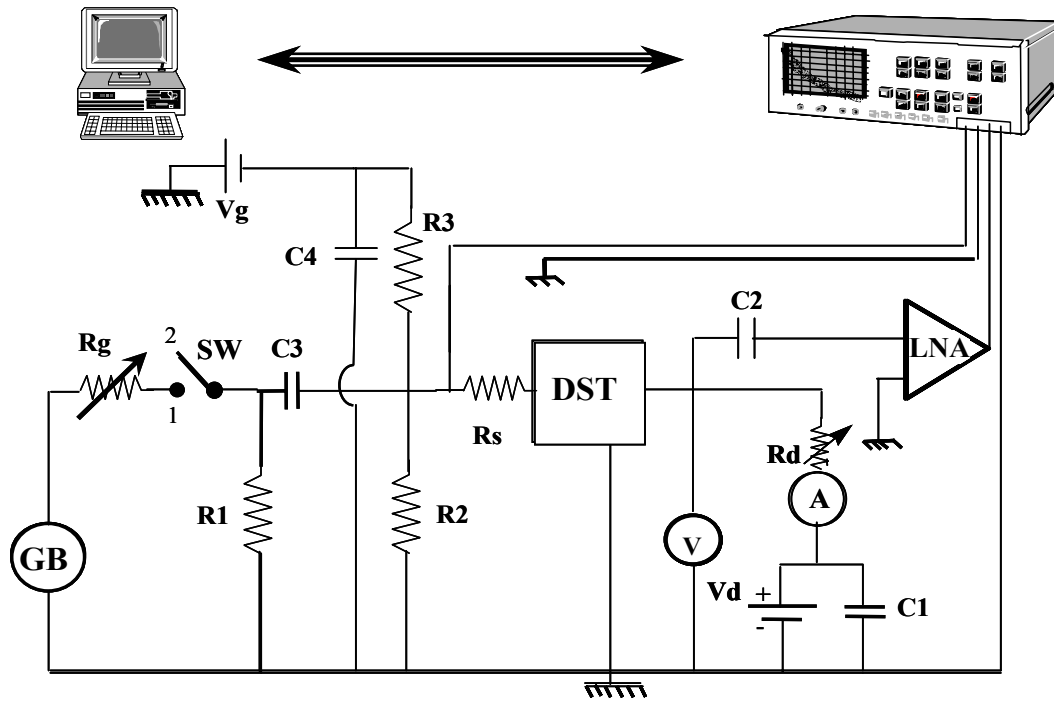


Figure 7 : Schéma du dispositif expérimental de mesure en chaîne du bruit BF des TECs.

La mesure du bruit en sortie s'effectue par l'intermédiaire d'un analyseur de spectre à transformée de Fourier rapide (Fast Fourier Transform FFT) de type TAKEDA qui donne directement la puissance de bruit en sortie du composant dans une bande de 1 Hz. Cet analyseur présente en outre l'avantage de disposer de deux entrées et d'autoriser ainsi les opérations mathématiques sur les signaux d'une entrée par rapport à l'autre. Nous pouvons aussi, mesurer la fonction de transfert du DST en utilisant une source de bruit BF représentée par GB sur le schéma.

Pour mesurer de très faibles bruits, par exemple lors de la mesure du bruit BF de composants polarisés en régime ohmique c'est-à-dire n'ayant pas de gain, nous avons utilisé un amplificateur LNA très faible bruit ($1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ typique) intercalé entre la sortie du composant et l'entrée de l'analyseur de spectre et qui a pour rôle de relever le niveau de bruit au dessus du plancher de l'analyseur de spectre.

IV.2.1.2. Méthode de mesure

La mesure de e s'effectue en deux étapes, la grille du composant étant fermée sur une impédance BF constante de 50Ω sur toutes les fréquences de mesure. Premièrement, nous déterminons la fonction de transfert du système $G'(f)$ en fonction de la fréquence, le commutateur SW de la Figure 7 étant en position 1. Lors

de la deuxième étape, lorsque la position de **SW** est en 2, nous mesurons la puissance de bruit en sortie du composant notée $B_s(f)$, cette dernière étant corrigée du bruit de la chaîne de mesure, c'est-à-dire en pratique du bruit en tension du préamplificateur, dans une bande de 1 Hz autour de la fréquence d'analyse.

Alors, nous pouvons exprimer la densité spectrale associée au générateur de bruit en tension en V^2/Hz par la relation suivante :

$$S_V(f) = \frac{\overline{B_s(f)^2}}{|G'(f)|^2} \quad \text{I. 39}$$

Nous rappelons que les mesures ont été effectuées typiquement dans une gamme de fréquence allant de 100Hz à 100kHz. Lorsque le composant présente des phénomènes de dispersion fréquentielle à ces fréquences, ils sont automatiquement pris en compte lors de la mesure de $G'(f)$ et n'entraînent de ce fait aucune perturbation dans l'acquisition du bruit.

Nous allons maintenant décrire le dispositif expérimental et la technique de mesure que nous avons utilisés pour la caractérisation en bruit BF des TBHs sur SiGe.

IV.2.1.3. Dispositif expérimental pour les TBHs

La figure ci-dessous représente le schéma bloc du banc de mesure du bruit BF pour les composants bipolaires. La différence avec le montage précédent réside dans l'utilisation d'une source de courant I_B (faible bruit) pour polariser la base des transistors et d'un commutateur de résistances R_{si} ($i= 1$ à 10) qui permet de présenter plusieurs valeurs d'impédances BF à l'entrée du transistor afin de déterminer ses paramètres de bruit.

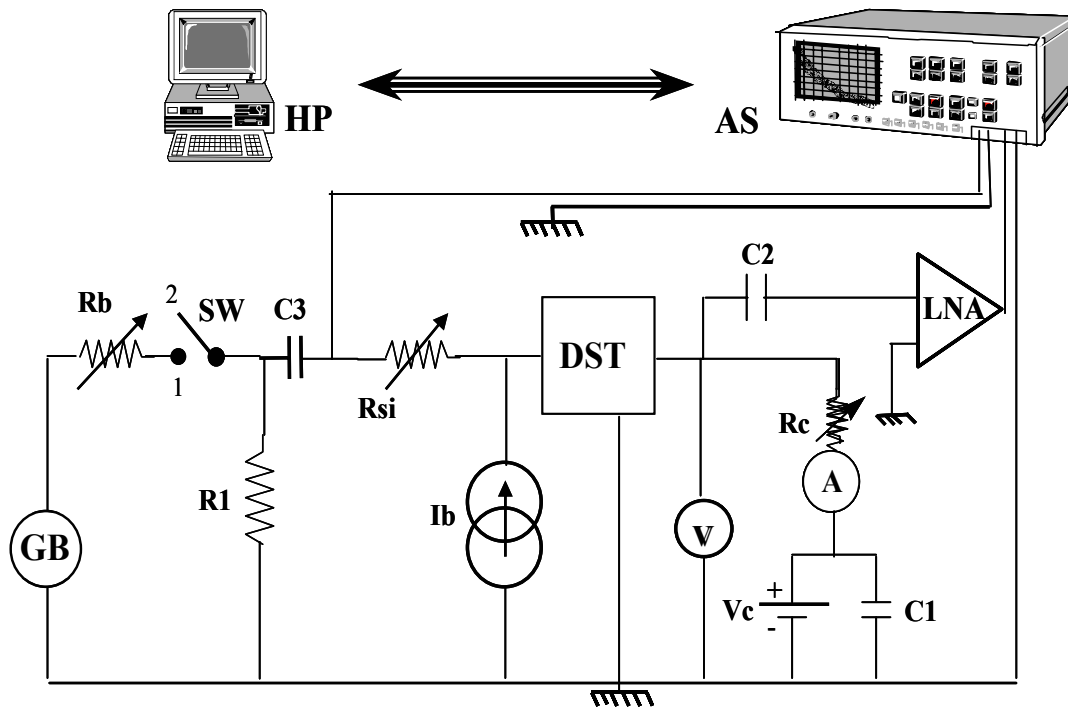


Figure 8 : Schéma du dispositif expérimental de mesure en chaîne du bruit BF des TBHs.

Les composants sont testés en configuration émetteur commun. De ce fait, ils sont polarisés en tension sur la jonction collecteur émetteur et en courant sur la jonction base émetteur. Le composant est toujours polarisé par l'intermédiaire respectivement de sources de tension et de courant réalisées à base d'accumulateurs afin de minimiser les perturbations liées au réseau EDF.

Nous allons maintenant décrire la méthodologie de mesure des sources (e,i) de bruit BF et de leur corrélation pour un transistor de type TBH.

IV.2.1.4. Méthode de Mesure

Le principe de la mesure consiste toujours à mesurer le bruit en sortie $\overline{V_{si}^2}$ et à le ramener à l'entrée en le divisant par le gain en tension G_i du transistor dont la base est chargée par la résistance R_{si} , dite de source ou de générateur. Ce gain G_i est lié au gain G_0 qu'aurait dû présenter le composant si son entrée avait été alimentée par un générateur de tension idéal (impédance interne nulle) par la relation :

$$G_i = G_0 \frac{Z_e}{Z_e + R_{si}} \quad \text{I. 40}$$

où Z_e représente l'impédance d'entrée du transistor à la fréquence de mesure. Notons, dans le cas d'un transistor bipolaire, que le gain G_i dépend fortement de Z_e et de R_{si} pour deux raisons :

- la première réside dans le fait que l'impédance d'entrée Z_e peut devenir très faible pour des mesures nécessitant de fortes valeurs du courant de base (la résistance dynamique interne du TBH $r_\pi = \frac{U_T}{I_B}$ est alors faible) ce qui est notamment le cas de transistors ayant un faible gain en courant β dans le montage émetteur commun,
- la seconde concerne la méthodologie de mesure qui exige de présenter une dizaine de valeurs de résistances de source R_{si} différentes dont certaines seront obligatoirement du même ordre de grandeur ou supérieur à Z_e . Il est donc nécessaire, dans le cas du transistor bipolaire, de déterminer la valeur du gain G_i pour chaque valeur de résistance R_{si} à l'entrée du transistor. Ceci pourrait se faire, comme pour les TECs, par une mesure directe de G_i dans chaque cas ce qui bien sûr, alourdirait la manipulation. Nous avons utilisé une technique plus rapide qui consiste à effectuer seulement deux mesures de G_i pour deux résistances R_{si} différentes et convenablement choisies.

Effectivement, à partir de deux mesures de G_i , nous pouvons obtenir la valeur de Z_e et par conséquent celle de G_i pour n'importe quelle autre valeur de résistances de source. Cette mesure de l'impédance d'entrée du DST s'effectue au moyen d'un montage dont le schéma de principe est illustré sur la Figure 9.

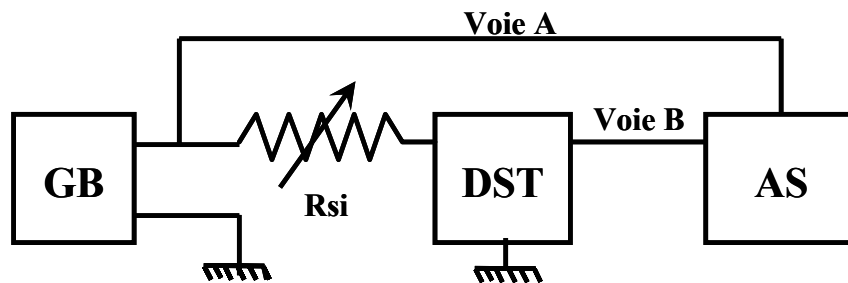


Figure 9 : Dispositif expérimental de mesure de l'impédance d'entrée des TBHs.
(G.B : générateur de bruit, DST : dispositif sous test, A.S : analyseur de spectre utilisé en configuration de fonction de transfert.)

Par exemple, pour deux valeurs de R_{si} , nous obtenons alors de manière très classique:

$$Z_e = \frac{A}{1-A} R_{s2} \quad \text{I. 41}$$

où $A = \frac{G_2}{G_1}$ représente le rapport des gains G_1 et G_2 mesurés pour deux valeurs R_{s1} et R_{s2} de R_{si} généralement choisies telles que $R_{s1} = 0$ et R_{s2} correspondant à $A = 1/2$ ce qui assure un maximum de précision à la mesure.

Après avoir mesuré l'impédance d'entrée de l'étage, il reste à mesurer le bruit en sortie de la chaîne de mesure puis à le corriger du bruit propre de cette chaîne, et ce pour dix valeurs de résistances de source régulièrement réparties entre 0 Ω et 5 k Ω . La gamme de fréquences d'analyse dans un premier temps s'étend de 250 Hz à 100 kHz mais elle peut aussi être élargie entre 10 Hz et 100 kHz.

À partir des mesures de l'impédance d'entrée et du bruit en sortie, nous calculons le bruit ramené à l'entrée, au moyen de la relation I. 42, ainsi que le facteur de bruit exprimé par I. 43 pour chaque valeur de la résistance de source R_{si} .

$$S_{Vi} = \frac{\overline{V_{si}^2}}{\left(G_0 \frac{Z_e}{Z_e + R_{si}}\right)^2} \quad \text{I. 42}$$

$$F_i = \frac{\overline{V_{ei}^2}}{4kTR_{si}} \quad \text{I. 43}$$

Connaissant l'évolution du facteur de bruit avec R_s , des techniques bien établies [I. 26], permettent d'extraire les paramètres de bruit du transistor R_n , G_{opt} et F_{min} (le quatrième de ces paramètres B_{opt} est nul aux fréquences basses considérées ce qui simplifie l'approche) d'où nous déduisons celles des grandeurs électriques recherchées, bruit en tension, bruit en courant ramené à l'entrée et corrélation entre les générateurs équivalents de bruit par l'intermédiaire des relations :

$$\overline{e^2} = 4kTR_n \Delta f \quad \text{I. 44}$$

$$\overline{i^2} = 4kTR_n G_{opt}^2 \Delta f \quad \text{I. 45}$$

$$\Re(\overline{ei^*}) = 2kT(F_{min} - 1 - 2R_n G_{opt})\Delta f \quad \text{I. 46}$$

$$R_{opt} = \sqrt{\frac{e^2}{i^2}} \quad \text{I. 47}$$

La technique présentée a fait ses preuves au LAAS, et ailleurs, depuis de nombreuses années mais reste assez lourde à mettre en œuvre et c'est pour cela que nous lui substituons de plus en plus souvent une autre technique, dite directe, de génération plus récente.

IV.2.2. Technique directe

IV.2.2.1. Dispositif expérimental

En complément de la première technique décrite au paragraphe précédent, nous allons nous intéresser à une méthode utilisée plus récemment dans notre laboratoire [I. 31]. Elle a été initialement développée pour les transistors bipolaires en émetteur commun afin d'accéder directement au courant de bruit de base à leur entrée et courant de bruit de collecteur à leur sortie (et à leur corrélation) car on sait que ces deux sources existent réellement sur ce type de composant. Elle sera donc appelée par la suite la technique « directe » car donnant directement accès aux sources réelles et non à des générateurs équivalents. Nous verrons qu'elle présente l'avantage supplémentaire d'être plus rapide.

Sur la *Figure 10*, nous représentons le dispositif expérimental utilisé pour les TECs et les TBHs. Le **DST** représente donc soit un TEC soit un TBH. L'analyseur de spectre à transformée de Fourier rapide est cette fois de type HP 89410A et permet en théorie d'étendre la gamme des fréquences de mesure jusqu'à 10 MHz mais nous n'utiliserons pas cette possibilité ici, nos acquisitions restant limitées à 10 ou 100 kHz. Le système de polarisation est inchangé par rapport à celui du précédent montage et est toujours alimenté par des accumulateurs afin de minimiser les perturbations du réseau électrique EDF. Des interrupteurs S_x ont été utilisés pour la sélection des différentes configurations de mesure autorisant ainsi soit la mesure de bruit du transistor soit le calibrage du banc nécessaire pour déterminer le bruit de la chaîne ainsi que son gain incluant celui des préamplificateurs.

À ce niveau se situe la spécificité du banc : deux amplificateurs courant-tension ou transimpédance (TIA) sont connectés sur les accès base ou grille d'une part, drain ou collecteur d'autre part et présentent donc des impédances très faibles à ces deux accès si bien qu'ils absorbent la totalité du courant de bruit qui en sont issus pour en fournir une tension proportionnelle à leur sortie. Nous avons utilisés des modèles de type EG&G Instruments 5182 (Perkin Elmer) avec des gains choisis de 10^5 à 10^7 V/A, valeurs qui offrent un excellent compromis bande passante-bruit du préamplificateur pour notre application.

Dans le cas des TBHs, nous avons utilisé un étage tampon (AT) et un transformateur en amont du TIA coté base lors de la mesure du spectre croisé : l'objectif de ces deux éléments est de réduire l'impact du bruit en tension de ce TIA qui sinon augmenterait artificiellement la corrélation mesurée. En effet on caractérise souvent un TIA par son seul bruit en courant mais on oublie qu'à son entrée, équivalente à une masse virtuelle, se trouve aussi un générateur de bruit en tension dont l'impact est d'autant plus élevé que l'amplificateur est fermé sur une impédance insuffisamment élevée telle que l'impédance d'entrée d'un transistor bipolaire. La conception de cet étage tampon est basée sur l'utilisation d'un transistor bipolaire classique en configuration base commune qui isole le générateur de bruit en tension sans dégrader le bruit en courant du TIA ainsi que détaillé en annexe 2 de ce mémoire ou dans la référence [I. 31]. Cet étage tampon est connecté à la base du transistor par un transformateur de rapport de spires avec en général $n = 5$. Notons que ces deux éléments sont inutiles pour mesurer la cohérence dans un TEC : l'impédance d'entrée de ce dernier est suffisamment élevée pour que le bruit en tension du TIA n'ait plus aucun impact sur la mesure.

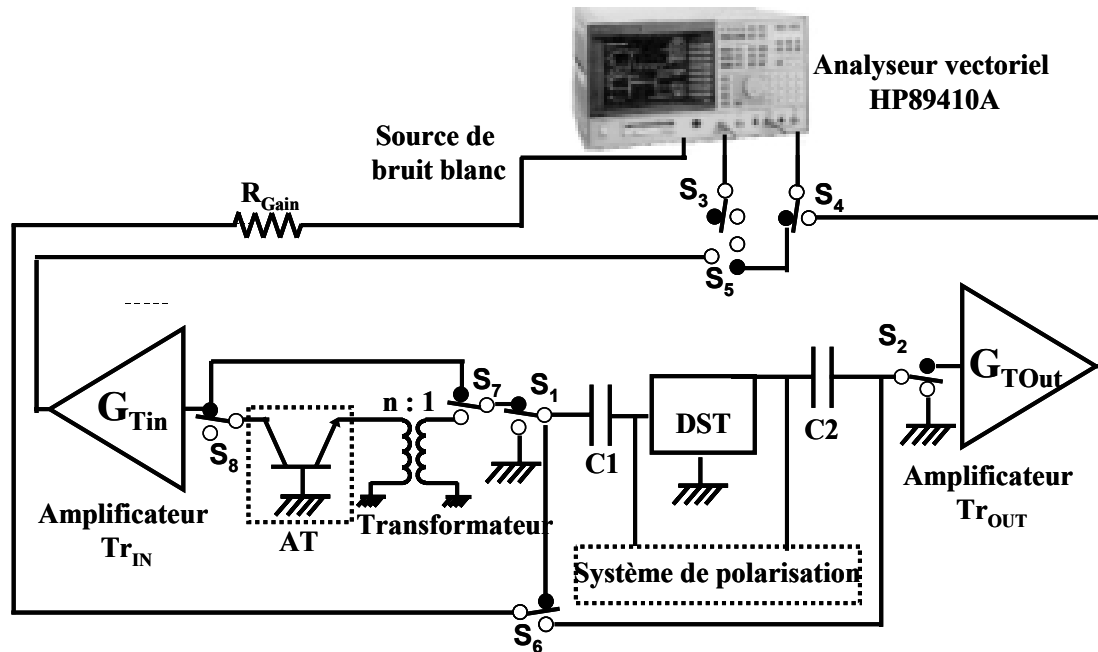


Figure 10 : Banc de mesure de bruit basse fréquence utilisé pour les TECs et les TBHs.

Après la description des éléments du dispositif expérimental, nous allons expliquer comment nous les utilisons pour la caractérisation en bruit BF des TBHs et TECs.

IV.2.2.2. Méthode de mesure

Une mesure s'effectue selon trois étapes principales.

1- Les entrées des deux TIA sont d'abord déconnectées du DST et donc laissées en circuit ouvert afin de mesurer le bruit de chaîne sur chacune des deux voies de l'analyseur de spectre auxquelles sont connectées les sorties des TIA.

2- Nous connectons ensuite le DST et mesurons les gains de conversion des TIA chargés par le DST à l'aide d'une source en tension de bruit blanc (dont le niveau est bien supérieur à celui des DST + bruit de chaîne) intégrée dans l'analyseur de spectre et placée en série avec une résistance de forte valeur $R_{Gain} = 47 \text{ k}\Omega$, pour obtenir une source en courant. Ce gain varie si l'impédance d'entrée des TIA (qui augmente avec la fréquence) ne reste pas très faible devant celle du DST. De ce fait la mesure du gain n'est pas indispensable pour le TIA coté drain ou collecteur et ne l'est pas pour le TIA coté base ou grille, sauf dans le cas des TBHs lorsque le courant de base I_B est très élevé et donc l'impédance d'entrée du DST pas assez élevée devant celle du TIA. Le calibre utilisé dans notre banc de mesure est 10^6 ou 10^7 V/A pour le TIA coté base ou grille. Coté collecteur ou drain, le

bruit à mesurer est plus élevé et un calibre de 10^5 V/A est suffisant pour la plupart des caractérisations.

3- La mesure des densités spectrales à l'entrée (à la sortie) du **DST** est enfin effectuée en plaçant un court-circuit à la place du TIA à la sortie (à l'entrée) du **DST**. Ces deux mesures sont effectuées sans étage tampon ni transformateur. Pour la mesure du spectre croisé, nous connectons les deux TIA et, dans le cas des TBHs, le transformateur et l'étage tampon, afin d'isoler la source en tension du TIA côté base vis à vis du transistor étudié.

4- Nous mesurons enfin éventuellement l'impédance d'entrée du **DST**. Ceci est indispensable pour les TBHs car la connaissance de cette grandeur nous permet d'une part de soustraire les sources de bruit en excès du TIA coté base du bruit mesuré et d'autre part cette impédance est aussi nécessaire dans les équations qui nous permettent de passer d'une représentation de bruit de type parallèle à celle de type chaîne, ou inversement. La *Figure 11* montre le système utilisé pour la mesure de l'impédance d'entrée des TBHs : le principe est basé sur la méthode classique de mesure de l'impédance dans un pont diviseur en utilisant une impédance de référence.

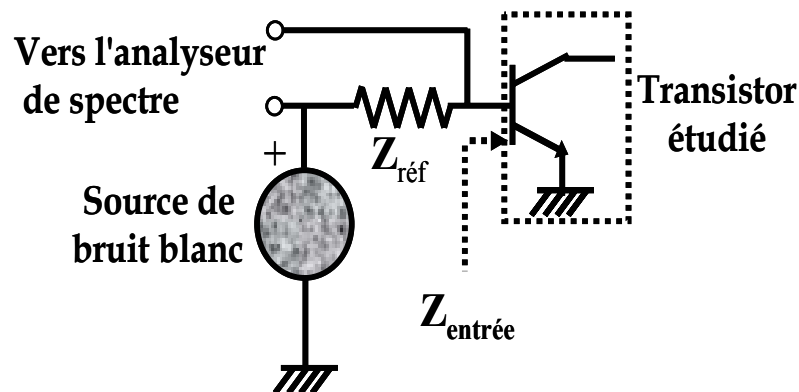


Figure 11 : Schéma de principe utilisé pour la mesure de l'impédance d'entrée des TBHs.

Par contre, dans le cas des TECs nous utilisons la valeur de la transconductance lors du passage d'une représentation à l'autre. Cette valeur a été déterminée lors de la caractérisation en statique, en fonction de la tension de commande V_{GS} pour une valeur donnée de la tension V_{DS} .

Notons, pour terminer, que les spectres obtenus à partir de cette technique sont ceux directement issus des 1000 à 2000 points de mesure fournis par l'analyseur de

spectre moyennant la correction du bruit de chaîne et seront donc représentés directement tels quels dans la suite. Par contre, concernant la technique des impédances multiples qui nécessite des calculs sur chacun des points d'une dizaine de spectres pour extraire les quantités utiles, le nombre de ces points de mesure est préalablement réduit par moyennage pour minimiser le temps de calcul si bien qu'il faut se rappeler que l'allure plus lissée des spectres « impédances multiples » est liée à ce moyennage.

V. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous nous sommes d'abord efforcé de rappeler les caractéristiques des principales sources de bruit BF que l'on peut s'attendre à trouver dans les composants actifs semiconducteurs. Nous avons ensuite introduit les diverses manières de les représenter sous forme de générateurs de bruit équivalents. Nous avons enfin décrit les deux techniques expérimentales que nous utiliserons par la suite pour les caractériser.

Nous allons maintenant appliquer toutes ces notions de base à la caractérisation en bruit BF de structures innovantes soit de type effet de champ, soit de type bipolaire.

VI. REFERENCES du CHAPITRE I

- [I. 1] **G. Blasquez**, "General aspects of Noise Phenomena - Application to surface noise", North Holland, Elsevier Science 1986, pp. 363-398.
- [I. 2] **L.K.J. Vandamme**, "Low Frequency Noise as a diagnostic tool for reliability and quality assessment of electronic devices", Noise in Materials, pp. 67-96
- [I. 3] **L. Escotte**, "Bruit de fond dans les circuits électriques" Cours DEA's CCMM et MTCE, Novembre 2001.
- [I. 4] **A. Van Der Ziel**, "Noise in solid state devices and circuits ", John Wiley and sons, 1986.
- [I. 5] **N. Valdaperez**, "Etude des caractéristiques statiques et du bruit basse fréquence de transistors bipolaires NPN intégrés dans des procédés BiCMOS haute fréquence à simple et double poly silicium", Thèse de Doctorat de l'Université de Caen 2002.
- [I. 6] **F.N.H. Robinson**, "Noise and fluctuations", Clarendon Press Oxford.
- [I. 7] **M. Savelli**, "Bruit de fond- Caractérisation des composants et des circuits", Techniques de l'Ingénieur, E410, 1976.
- [I. 8] **J.B. Johnson**, "Schottky effect in low frequency circuits", Phys Rev, Vol 26, pp 71-85, 1925.
- [I. 9] **L.K.J. Vandamme, R. Feyaerts, G. Trefan**, " 1/f Noise in pentacene and polythienylene vinylene thin film transistors", Journal Of Applied Physics, Vol 91, N° 2, Janvier 2002, pp 719-723.
- [I. 10] **L.K.J. Vandamme**, "Noise as a diagnostic Tool for Quality and Reliability of Electronic Devices", IEEE Trans on ED, Vol 41, N° 11, November 1994, pp 2176-2187.
- [I. 11] **A. Van Der Ziel**, "Hooedge Parameters for various FET structures", IEEE Trans on ED, Vol 32, N° 3, pp 662-666, March 1985.
- [I. 12] **P. H. Handel**, "Fundamental Quantum 1/f Noise in Semiconductor Devices", IEEE Trans. on Electron. Devices, Vol. 41, pp. 2023-2033, 1994.
- [I. 13] **A.L. MC Whorter**, "1/f Noise and germanium surface properties", Semiconductor Surface Physics, pp 207-228, 1957.

- [I. 14] **K. Kandiah**, " Low Frequency Noise Mechanisms in Field Effect Transistors ", Noise in Physical Systems and Flicker Noise, pp 19-25, 1985.
- [I. 15] **L.K.J. Vandamme**, " Coherence Between Gate and Drain Current Fluctuations in MESFET's and MODFET's Biased in the Ohmic Region", IEEE Trans on ED, Vol 39, N° 10, October 1992, pp 2377-2382.
- [I. 16] **M.A. Abdala et al**, " The excess noise in GaAs MESFETs", Noise in Physical System and 1/f Fluctuations, T. Musha, pp 187-190, Ed 1991.
- [I. 17] **J.P. Roux**, " etude du bruit de fond dans les transistors bipolaires hyperfréquences à hétérojonction GaInP/GaAs", Thèse de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, N° d'ordre 2395, Juillet 1996.
- [I. 18] **C.D. Motchenbacher, J.A. Connelly**, "Low Noise Electronic system Design ", John Wiley and Sons, 1993.
- [I. 19] **A. Pacaud**, "Electronique RadioFréquence ", Les cours de l'Ecole Supélec, édition Technosup.
- [I. 20] **J. Graffeuil**, " Le Transistor Hyperfréquence à Effet de Champ à Grille Métallique sur Arséniure de Gallium Propriétés Statiques et Dynamiques petits signaux Analyse des Phénomènes de Bruit de Fond ", Thèse de Doctorat d'Etat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, N° d'ordre 771, Juillet 1977.
- [I. 21] **J-C. Vildeuil**, " Caractérisation et Modélisation Basse Fréquence de Transistors PHEMT AlGaAs/InGaAs/GaAs :Bruits du Canal de la Grille et Corrélation ", Thèse de l'Université de Montpellier II, N° d'ordre 151, Juillet 2000.
- [I. 22] **A. Papoulis**, " Probability, random variables and stochastic processes", McGraw-Hill Book Company, New York, 1965.
- [I. 23] **A.N. Riddle**, " Low Frequency noise measurement of GaAs FETs", Proceeding of IEE MTT-S Digest, pp 79-82, 1986.
- [I. 24] **Van Der Ziel**, "Gate Noise in Field Effect Transistors at moderately Higher Frequencies", Proceedings on IRE, Vol. 51, pp. 461-467, March 1963.

- [I. 25] **P.O. Lauritzen**, " Low frequency generation noise in junction field effect transistors ", Solid State Electronics, Vol 8, pp 41-58, Juin 1964.
- [I. 26] **R. Plana**, " Bruit de Fond dans les transistors à Effet de Champ et bipolaires pour Micro-ondes ", Thèse de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, N° d'ordre 1403, Février 1993.
- [I. 27] **A. Van Der Ziel, X. Zhang, A.H. Pawlikiewicz**, " Location of 1/f Noise Sources in BJT's and HBJT's-I. Theory ", IEEE Trans. On Elec. Dev. Vol. 33, N° 9, Sept. 1986, pp 1371-1375.
- [I. 28] **J. Kilmer, A. Van Der Ziel, G. Bosman**, " Presence of mobility fluctuation 1/f noise identified in silicon p+-n-p transistors ", Solid State Electron. Vol. 26, p 71, 1983.
- [I. 29] **J.M. Dienot**, " Caractérisation et Modélisation électrique non linéaire du TBH GaAlAs/GaAs Application à la conception d'un VCO micro-ondes ", Thèse de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, N° d'ordre 1701, Février 1994.
- [I. 30] **L. Bary, M. Borgarino, R. Plana, T. Parra, S.J. Kovacic, H. Lafontaine, J. Graffeuil**, " Transimpedance Amplifier-Based Full Low Frequency Noise Characterization Setup for Si/SiGe HBTs ", IEEE Trans. On Electron Devices, Vol 78, N° 4, pp 767-773, April 2001.
- [I. 31] **L. Bary**, "Caractérisation et Modélisation du Bruit Basse Fréquence de composants bipolaires micro-ondes Application à la conception d'Oscillateurs à faible bruit de phase", Thèse de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, N° d'ordre 1658, Décembre 2001.

Chapitre II Etude de Bruit Basse Fréquence dans les Transistors à Effet de Champ à base de SiGe

I. Introduction

Quasi exclusivement réalisés il y a une dizaine d'années sur semiconducteurs composés, les transistors hyperfréquences le sont aujourd'hui de plus en plus souvent sur silicium. Il est, pour cela, fait appel à des technologies évoluées et le comportement de certains de ces composants de génération récente n'est pas encore complètement connu, en particulier au niveau de leur bruit BF qui va constituer l'essentiel de nos préoccupations.

Dans tous les cas ces transistors sur silicium appartiennent à deux grandes familles : les transistors bipolaires à hétérojonction (TBHs) et les transistors à effet de champ soit à haute mobilité électronique (HEMTs) soit de type MOS. Les TBHs sont plutôt utilisés dans les applications de puissance moyenne fréquence pour leur bon rendement ou dans d'autres applications non linéaires (oscillateurs) pour leurs bonnes performances en bruit BF et en bruit de phase [II. 1]. C'est pourquoi le dernier chapitre de ce mémoire leur sera consacré avec une analyse de leurs propriétés électriques en régime statique, de leurs propriétés en bruit BF et une analyse de leur fiabilité.

Dans le présent chapitre nous allons d'abord nous intéresser aux HEMTs ou MODFETs sur silicium. Ces composants, lorsqu'ils sont élaborés sur semiconducteurs composés, occupent une place privilégiée dans les circuits linéaires (amplificateurs) pour leurs excellentes caractéristiques en bruit haute fréquence mais aussi pour leur aptitude à l'amplification de moyenne puissance dans le domaine millimétrique. Des avancées importantes ont été réalisées ces dernières années afin de pouvoir élaborer des structures HEMT équivalentes sur silicium et des résultats très significatifs ont déjà été obtenus. C'est pourquoi nous avons entrepris une analyse du bruit BF de ces dernières structures, malgré la faible maturité de cette technologie qui la réserve encore à des applications de laboratoire.

Dans un premier paragraphe de ce chapitre, nous effectuons des rappels théoriques sur la structure HEMT sur silicium et sur ses principes de fonctionnement. Ensuite, nous rentrons dans les détails de la caractérisation du bruit BF de ces composants et des interprétations que l'on peut en faire. Nous concluons

sur les applications de ces résultats à la réduction du bruit de phase des fonctions hautes fréquences HF.

II. Le transistor HEMT

II.1. Généralités

Les premiers transistors HEMTs sont apparus en 1980 (Fujitsu, Thomson) [II. 2]. Ce composant possède plusieurs dénominations dans la terminologie anglo-saxonne, TEGFET (Two-dimensional Electron Gas Field Effect Transistor), MODFET (MOdulation Doped Field Effect Transistor) mais également HFET (Heterojunction Field Effect Transistor). Ce dernier terme est toutefois généralement plutôt réservé à un autre composant à hétérostructure dans lequel le transport s'effectue dans un matériau dopé alors qu'il est non dopé pour le HEMT.

Le HEMT apparaît comme une évolution majeure du MESFET (MEtal Semi-conducteur Field Effect Transistor) qui constitue la structure de base des transistors à effet de champ (TECs) élaborés à partir des semi-conducteurs III-V de type GaAs ou InP [II. 3] ou plus récemment GaN. Toutefois cette structure exige, pour la réduction de ses dimensions nécessaire à la montée en fréquence, de « surdoper » son canal conducteur ce qui est notamment incompatible avec de bonnes propriétés de transport en raison de l'influence néfaste des interactions coulombiennes sur les propriétés de transport.

La structure HEMT permet de contourner le problème en séparant les porteurs mobiles des charges fixes dont ils sont issus. Le transport électronique s'effectue au voisinage d'une interface entre un premier matériau fortement dopé ayant la plus petite affinité électronique et le plus grand gap et un second matériau non intentionnellement dopé (n.i.d) ayant la plus grande affinité électronique et le plus petit gap. Cette interface, qui constitue le canal du transistor, est une "hétérojonction". Par suite, lorsque la discontinuité de bande de conduction entre les deux matériaux est suffisante, la présence de cette hétérojonction permet de confiner une importante densité de porteurs dans le matériau intrinsèque où la mobilité et la vitesse électronique sont plus élevées. De plus la densité de ces porteurs est aisément contrôlable par un potentiel de commande approprié sur la couche dopée par

l'intermédiaire d'une grille Schottky ce qui est à l'origine de l'effet transistor recherché.

Dans ce paragraphe, nous allons détailler la structure d'un HEMT en général et son fonctionnement. Nous définirons ensuite les paramètres électriques qui lui sont spécifiques ce qui nous permettra de mettre en évidence quelques critères de performance de ce type de composant.

II.1.1. Rappels sur le fonctionnement des transistors HEMT

Le principe de fonctionnement du HEMT est identique à celui d'un transistor à effet de champ à grille Schottky de type MESFET [II. 3]. Il est basé sur la modulation de la conductance entre deux contacts ohmiques appelés "Source" et "Drain", par l'action électrostatique d'une électrode de commande dénommée "Grille". La variation de cette conductance, donc celle du courant entre la source et le drain, peut être obtenue soit par celle de la section du canal dans le cas du MESFET soit par celle de la densité de porteurs libres dans le canal dans le cas du HEMT. On obtient ainsi l'effet transistor qui permet de transformer un faible signal appliqué sur la grille en un signal d'amplitude plus élevée récupéré à sa sortie c'est à dire sur le drain.

La structure d'un HEMT est présentée sur la *Figure 12*. Elle est constituée essentiellement de trois matériaux différents : le substrat, un matériau à grand gap dopé et un matériau à petit gap non dopé dans lequel va se trouver le canal. Une couche supplémentaire superficielle (appelée Cap Layer et qui n'existe pas sous la grille) est formée par un matériau de faible bande interdite pour permettre la réalisation des contacts ohmiques de source et de drain. Cette couche est généralement fortement dopée afin de diminuer la valeur des résistances de contact et donc celle des résistances d'accès. En dessous, une seconde couche supplémentaire à grand gap non dopée supporte le contact Schottky de grille. Elle est initialement épaisse et creusée par la suite pour améliorer le facteur de forme (rapport de la longueur de grille sur l'épaisseur totale de couche à grand gap) et ainsi mieux contrôler la densité des porteurs du canal par le potentiel de grille. Cette technique permet aussi de réaliser une structure plus épaisse dans les zones d'accès qui seront ainsi moins résistives. En outre, le « recess » de la grille a pour but de réduire le

phénomène de conduction parallèle connu sous le nom de MESFET parasite [II. 4]. En effet, lorsque la couche dopée sous le contact Schottky n'est pas totalement dépeuplée de porteurs, il s'y crée un canal parallèle à celui de la couche non dopée à petit gap qui n'est autre que celui d'un transistor MESFET. Dans ce cas, le courant contrôlé par l'électrode de grille est plus ou moins partiellement associé à des porteurs à faible mobilité ce qui dégrade les performances. Notons que cet effet parasite, qui détériore la transconductance g_m du transistor, apparaît lorsque le creusement de grille est insuffisant vis-à-vis de l'épaisseur et du dopage de la couche dopée à grand gap ou que la grille n'est pas suffisamment polarisée en inverse.

Cette couche de matériau à grand gap dopée a pour rôle de fournir les électrons libres à la structure : c'est la couche donneuse. Son dopage, pouvant être volumique, est plus généralement réalisé par un plan de dopage silicium. Elle est séparée des électrons libres du canal par un espaceur ("spacer" en anglais) qui est une couche de matériau à grand gap non intentionnellement dopé (nid), permettant d'éloigner les atomes donneurs d'électrons des électrons du canal. Les interactions à distance entre électrons et impuretés ionisées sont ainsi réduites ce qui améliore les propriétés de transport. Plus cette couche sera épaisse, meilleure sera la mobilité des électrons dans le canal. A l'inverse, le transfert des électrons de la couche donneuse dans le canal est favorisé par un espaceur fin d'où la nécessité d'un compromis.

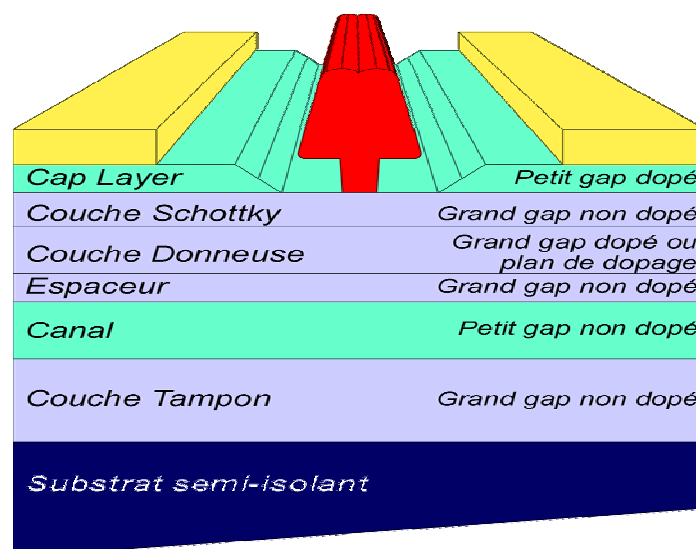


Figure 12 : Structure d'un transistor HEMT.

Le canal est donc situé dans la couche de matériau à petit gap non intentionnellement dopé. Cette couche, importante dans la mesure où elle reçoit le gaz bidimensionnel d'électrons qui constitue le canal, détermine les performances du composant à travers les propriétés de transport des électrons qui la composent. Elle est séparée du substrat par une couche tampon non intentionnellement dopée, communément appelée "buffer", qui permet d'améliorer le confinement des électrons dans le canal en réduisant l'injection des porteurs vers le substrat. Cette couche permet également, en « effaçant » les imperfections du substrat, d'avoir un matériau de bonne qualité cristallographique nécessaire à la croissance des couches supérieures.

II.1.2. L'hétérojonction et le gaz bidimensionnel d'électrons

Dans le cas du HEMT, la juxtaposition d'un matériau à grand gap et d'un matériau à petit gap implique l'existence d'une hétérojonction. *Anderson* a proposé le modèle de l'hétérojonction qui sera le plus utilisé et deviendra une référence dans son domaine [II. 5]. Dans ce modèle, lors de la jonction de deux semi-conducteurs à bandes interdites différentes, les niveaux de Fermi s'alignent. La conservation des paramètres physiques de part et d'autre de l'interface entraîne des courbures des bandes de conduction et de valence, ainsi que des discontinuités à l'interface pour ces deux bandes. Cette "hétérojonction", illustrée par la *Figure 13*, entraîne la formation d'un puits de potentiel dans le matériau à petit gap où transfèrent et s'accumulent les électrons provenant de la couche donneuse dès lors qu'il existe une discontinuité de bande de conduction ΔE_c d'au moins 0.1 à 0.2 eV entre les deux matériaux [II. 6].

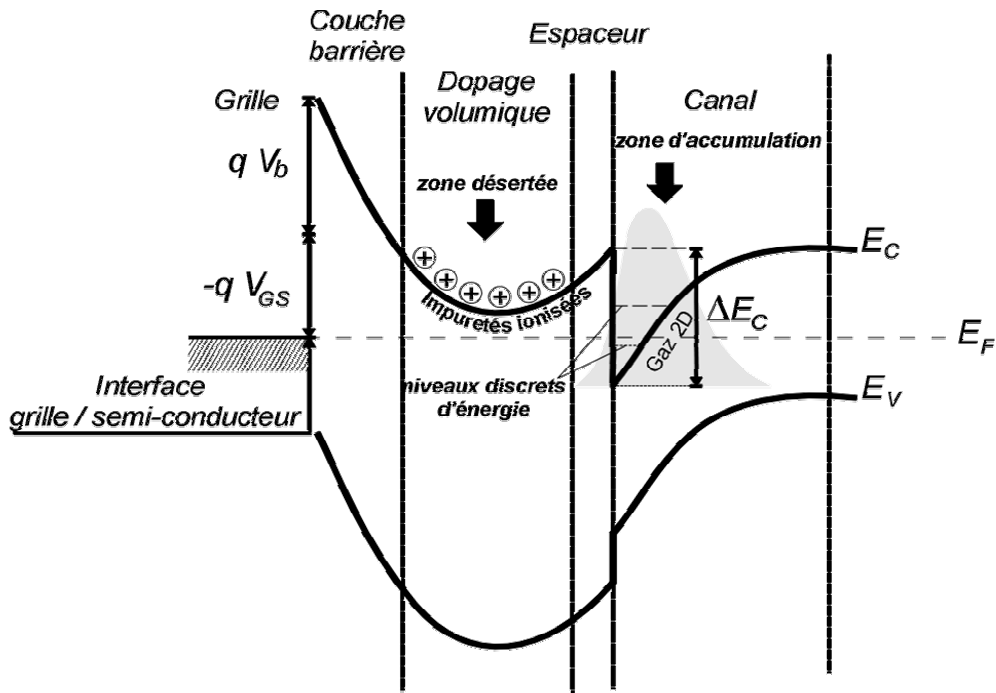


Figure 13 : Structure de bande d'une hétérojonction en présence d'un potentiel de grille entre un matériau à grand gap et un matériau à petit gap aboutissant à la formation d'un gaz-2D à l'interface (d'après [II. 5])

Le transfert de charges génère dans la couche donneuse une zone désertée. Le profil électrique de la distribution des charges et la discontinuité des bandes au niveau de l'hétérojonction déterminent la courbure des bandes de part et d'autre de cette hétérojonction et met en évidence la formation d'un puits de potentiel de forme triangulaire dans lequel s'accumulent des électrons à forte mobilité. Pour une largeur de puits inférieure à la longueur d'onde de de Broglie ($\lambda = \frac{h}{mv}$ avec h la constante de Planck, m la masse de la particule et v sa vitesse), apparaissent les effets quantiques. Ces effets se traduisent par la quantification des niveaux d'énergie de ces électrons et par la restriction de leur mouvement dans un plan parallèle à celui de l'hétérojonction. Nous appelons alors gaz d'électrons bidimensionnel (2DEG dans la terminologie anglaise : *two Dimensional Electron Gas*), l'accumulation des électrons dans ce puits. Finalement l'hétérojonction permet de réaliser la séparation spatiale des atomes donneurs ionisés et des électrons libres. Ces électrons ne sont donc plus soumis aux interactions avec les impuretés ionisées et peuvent alors atteindre des mobilités importantes, équivalentes à celle du matériau intrinsèque. De plus, toute action sur la tension grille V_{GS} a pour effet de modifier la probabilité d'occupation

des niveaux du puits quantique donc la valeur de n_s : plus V_{GS} décroît, plus n_s diminue. Il existe en particulier une valeur V_T de V_{GS} qui annule n_s .

Notons enfin que dans le cas de la *Figure 12*, le canal du HEMT est situé entre deux matériaux de grand gap. La structure de bande n'est plus alors constituée d'une seule hétérojonction, comme sur la *Figure 13*, mais d'une double hétérojonction, augmentant ainsi le nombre d'électrons susceptibles de participer à la conduction et améliorant leur confinement dans le canal.

III. Le transistor HEMT SiGe

En ce qui concerne le silicium, l'accroissement de ses potentialités dans le domaine HF s'est réalisé grâce aux possibilités d'ingénierie de bande interdite offertes par les alliages de silicium et de germanium. L'ajout de germanium bien maîtrisé permet à la fois d'augmenter les performances fréquentielles tout en conservant des performances, par exemple au niveau du bruit HF, équivalentes à celle reportées pour les composants conventionnels à base du silicium [II. 7].

Rappelons que, dans un transistor à effet de champ, le facteur essentiel qui limite leurs performances fréquentielles est le temps de transit τ d'un électron durant son trajet dans ce que nous appelons canal du transistor et qui est la région contrôlée par la grille entre la source et le drain. Ce temps dépend de la distance qu'ont à franchir les porteurs (qui est sensiblement la longueur de grille L_G et qu'il faut donc réduire à un minimum compatible avec les contraintes technologiques), dépend aussi de la mobilité des porteurs (dans la partie du canal coté source où le champ électrique est le plus faible) et de leur vitesse moyenne de saturation (dans la partie du canal coté drain où le champ électrique est le plus élevé). Ces deux dernières quantités dépendent du matériau constituant le canal et de sa composition [II. 8].

Elles sont optimales pour des semiconducteurs composés dits III-V (appartenant aux colonnes III et V de la classification périodique) et de type InAs, InGaAs et à un degré moindre GaAs. Ainsi, des structures de type AlInAs/InGaAs sur substrat InP permettent de réaliser des transistors dont les fréquences de coupure atteignent 500 GHz [II. 9] autorisant la réalisation de fonctions utilisables jusqu'à plus de 200 GHz. Toutefois ces matériaux souffrent de l'handicap d'une technologie

délicate et donc d'un coût élevé et surtout de l'absence de compatibilité avec les technologies silicium qui sont les plus répandues.

C'est pourquoi, dès l'année 1985 [[II. 10], [II. 11]] les principes exposés plus haut ont été appliqués à la réalisation d'un MODFET silicium. La difficulté était de trouver un matériau compatible avec le silicium (maille cristalline comparable) et qui puisse être assemblé avec lui pour réaliser une hétérojonction (discontinuité de bande appropriée). Ce matériau a été identifié : il s'agit de l'alliage silicium germanium (SiGe).

Toutefois le couple Si/SiGe ne présente pas naturellement les propriétés voulues concernant la nécessaire discontinuité de bande de conduction. Le problème a été résolu en compressant une mince (9 nm) couche de silicium (le canal) par deux couches de SiGe à 30 ou 40 % germanium contenant le dopant : on induit ainsi une discontinuité de bande de conduction de l'ordre de 0.2 eV. La structure complète est montrée sur la *Figure 14*. Elle comporte d'autres couches que celles qui viennent d'être décrites nécessaires d'une part pour assurer la compatibilité de la couche SiGe inférieure avec le substrat de silicium sur laquelle elle est déposée et, d'autre part, pour autoriser la réalisation d'une grille Schottky de bonne qualité ce qui exige de la déposer sur silicium et non sur SiGe. L'ajout d'une couche SiGe non dopée très mince (3nm) permet de réaliser l'espaceur (spacer).

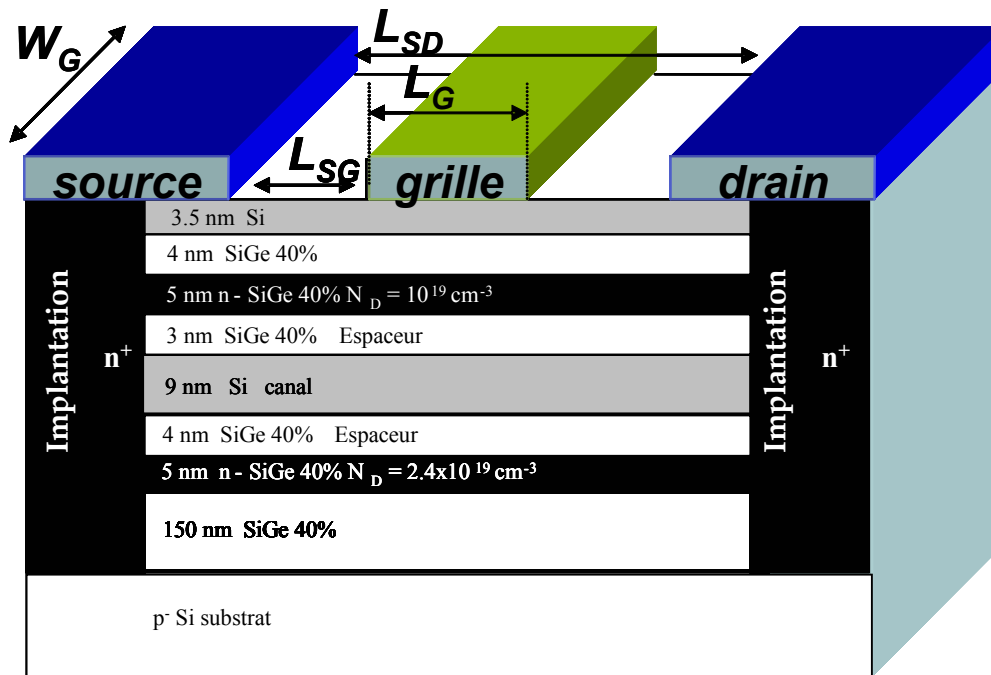


Figure 14 : Structure des transistors HEMT à SiGe de type n étudiés [II. 12].

De tels transistors ont fait l'objet de travaux de recherche depuis une vingtaine d'années afin de résoudre un certain nombre de problèmes technologiques et ils commencent à acquérir aujourd'hui une certaine maturité. Ils présentent des fréquences de coupure jusqu'à 200 GHz [II. 13] et offrent donc des potentialités très attrayantes pour la réalisation de fonctions bas coûts jusqu'à 80 GHz [II. 14] par exemple pour les radars anticollisions embarqués sur véhicules.

Nous remarquerons néanmoins que ces performances restent encore en deçà de celles des bons composants à base de semiconducteurs III-V : ceci est la conséquence d'une mobilité bien inférieure. En effet, bien que l'hétérojonction Si contraint/SiGe autorise une amélioration d'un facteur 4 de la mobilité par rapport à celle observée dans un composant silicium conventionnel, la valeur obtenue reste inférieure d'un facteur entre 5 et 10 à celle observée dans les semiconducteurs composés. La vitesse reste aussi inférieure à celle dans les ternaires à base d'indium ce qui met bien en évidence, pour les applications hautes fréquences, les limites du silicium fixées par la physique.

III.1. Présentation des composants étudiés

Les composants dont nous rapportons les résultats de caractérisation dans la suite de ce chapitre, sont des HEMTs (MODFETs) de type n conçus et fabriqués par le centre de recherches DAIMLER CHRYSLER à Ulm. Ces HEMTs sont basés sur une structure Si/Si_{0.6}Ge_{0.4}. Leur réalisation s'est faite avec une technique de croissance épitaxiale nommée LEPECVD (Low Energy Plasma Enhanced Chemical Vapour Deposition) [II. 15].

La structure des couches et le fonctionnement principal ont déjà été présentés dans le paragraphe précédent. Rappelons que le cœur de la structure consiste en un canal de 9 nm de Si non dopé et contraint, positionné entre deux couches de Si_{0.6}Ge_{0.4} dopées fournissant les porteurs. Ces couches sont éloignées du canal par des espaceurs. Le dopage de la couche supérieure est 10¹⁹ cm⁻³ tandis que celui de la couche inférieure est 2.4.10¹⁹ cm⁻³. La *Figure 14* représente ainsi la structure; le substrat est de type p- avec une résistivité $\rho > 1000 \Omega \cdot \text{cm}$ sur lequel on a déposé une couche de SiGe à 40% de germanium. De plus amples informations sur la technologie de ces composants sont fournies dans la référence [II. 16].

Les composants que nous avons étudiés présentent une disposition de la grille dite en **PI** (voir *Figure 22*) et le *Tableau 1* récapitule les différents paramètres géométriques des transistors. L_G et W_G représentent respectivement la longueur et la largeur de grille du transistor. Tous les composants ont deux doigts de grille si bien que le développement total de grille est le double de la valeur de W_G .

$L_G (\mu\text{m})$	$W_G (\mu\text{m})$
0.1	50, 100
0.15	30, 50, 60, 80, 100
0.25	50, 100
0.5	30, 50, 60, 80, 100

Tableau 1 : un récapitulatif des composants étudiés.

Sauf indication contraire, tous les composants faisant l'objet des mesures qui vont suivre ont une grille de longueur 0.1 μm et de largeur 100 μm .

Après cette description générale des composants étudiés, nous abordons maintenant leur modélisation et caractérisation électriques en régime statique.

III.2. Caractérisation et modélisation électrique simplifiée du HEMT SiGe en régime statique

Cette partie est consacrée aux caractérisations statiques des HEMTs SiGe, puisqu'elles sont le moyen le plus direct pour évaluer les propriétés électriques essentielles d'un composant en rapprochant les résultats obtenus de ceux attendus d'une modélisation théorique. Nous la présentons donc en commençant par la description mathématique qui conduit à l'expression du courant de drain et nous donnons un aperçu sur le fonctionnement de la structure dans les deux régimes linéaire et saturé.

III.2.1. Equation du courant de drain

Plusieurs auteurs ont développé des modèles pour rendre compte des comportements des caractéristiques **I-V** des transistors HEMTs [[II. 17] - [II. 20]]. Ces modèles font souvent appel à des paramètres d'ajustement permettant d'obtenir un accord satisfaisant entre la théorie et l'expérimentation.

La *Figure 15* illustre un réseau typique de caractéristiques présentant l'évolution du courant I_D circulant entre drain et source lorsque l'on fait croître la tension V_{DS} en maintenant la tension de grille V_{GS} à une valeur constante. Ce réseau est celui d'un des transistors faisant objet de notre étude ($0.1 \times 100 \mu\text{m}^2$), lorsqu'il est utilisé en configuration source commune qui est celle que l'on trouve dans la majorité des applications.

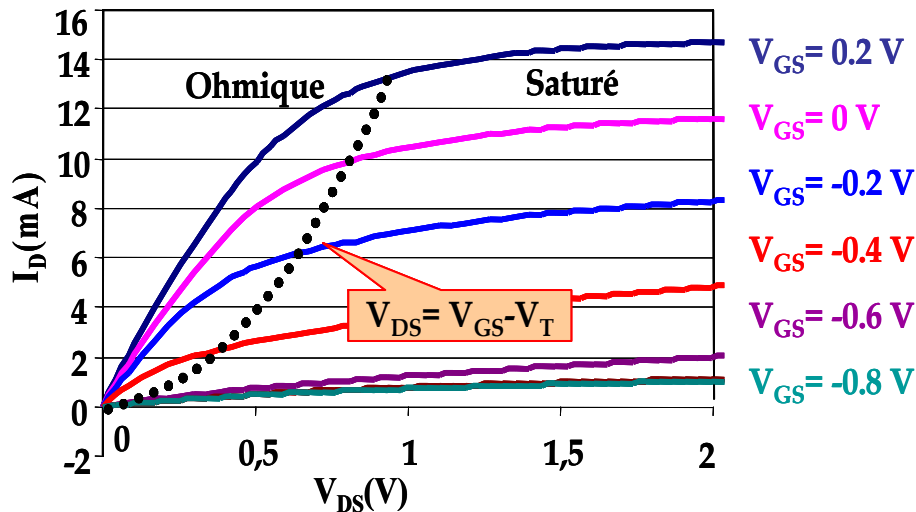


Figure 15 : Réseau typique de caractéristiques I-V d'un transistor $0.1 \times 100 \mu\text{m}^2$ à V_{GS} constante montrant les deux zones principales de fonctionnement.

La courbe en pointillés représente l'évolution du courant de saturation I_{Dsat} en fonction de la tension de saturation $V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$ où V_T est la tension de seuil. Elle sépare les caractéristiques du réseau I-V en deux régions : une région dite « linéaire » dans laquelle le courant I_D croît avec la tension V_{DS} et une région dite de « saturation » où le courant de drain est sensiblement indépendant de V_{DS} .

III.2.1.1. Fonctionnement linéaire

Pour les faibles valeurs de la tension de drain ($V_{DS} \ll V_{GS} - V_T$), la densité du gaz 2D reste sensiblement uniforme sous la grille. Sa valeur dépend essentiellement de la tension qui polarise celle-ci. Le dispositif se comporte alors comme une conductance contrôlée par la grille : le courant I_D varie proportionnellement à V_{DS} . Dans ce cas, pour établir l'expression du courant de drain, nous pouvons admettre que le champ électrique sous la grille est longitudinal uniforme et proportionnel à la tension drain-source. L'intensité du courant de drain est alors proportionnelle à la conductance g du canal et à la tension drain-source ce qui se traduit par la relation II. 1 :

$$I_D = gV_{DS} \quad \text{II. 1}$$

où la conductance du canal est donnée par la relation suivante :

$$g = \sigma \frac{S}{L_G} = q\mu_n n_s \frac{W}{L_G} \quad \text{II. 2}$$

où σ représente la conductivité du matériau et n_s la densité surfacique du gaz bidimensionnel d'électrons, μ_n leur mobilité, L_G et W sont respectivement la longueur de la grille et la largeur du canal du transistor.

En combinant les deux relations II. 1 et II. 2 le courant du drain en régime ohmique s'écrit alors :

$$I_D = q\mu_n n_s \frac{W}{L_G} V_{DS} \quad \text{II. 3}$$

où q est la charge électronique. Dans cette équation n_s s'exprime par le produit de la différence algébrique des deux tensions (V_{GS} et V_T) par un coefficient P [II. 21] :

$$n_s = P(V_{GS} - V_T) \quad \text{II. 4}$$

$$P = \frac{C_{eff}}{q} \quad \text{II. 5}$$

où C_{eff} , la capacité effective de la grille par unité de surface, s'exprime en F/m^2 .

III.2.1.2. Régime de saturation du courant

Lorsque la tension de drain s'accroît, la pénétration de la zone de charge d'espace s'accroît sous la grille côté drain à la sortie du canal. L'apparition de ce resserrement provoque le ralentissement de la croissance du courant de drain puis sa saturation. Trois mécanismes sont alors susceptibles de contribuer à cette saturation du courant de drain : le pincement du canal, la saturation de vitesse en régime de transport stationnaire, le transfert intervallé avec régime de survitesse.

- **Le pincement du canal** : pour une certaine valeur notée ($V_{Dsp} = V_{GS} - V_T$) du potentiel drain-source en un point \mathbf{p} sous la grille, la densité n_s devrait s'annuler. En réalité il n'en est rien en raison du fait de la nature bidimensionnelle du champ électrique en ce point. En amont de ce point, le canal existe et les électrons y circulent en provenance de la source, sous l'effet du champ longitudinal. Le courant fourni par cette fraction du canal dépend de n_s au niveau de la source (donc de V_{GS}) et est donc indépendant de V_{DS} pour peu que le point \mathbf{p} reste fixe. En aval du point \mathbf{p} , la composante longitudinale du champ électrique est devenue suffisamment importante pour balayer vers le drain le flux des porteurs arrivant en \mathbf{p} . Ce phénomène est analogue à l'effet du collecteur d'un transistor bipolaire.

Lorsque V_{DS} est supérieure à V_{DSp} , le point \mathbf{p} a tendance à se déplacer légèrement vers le drain ce qui provoque en général un léger accroissement de I_D lorsque V_{DS} croît.

- **La saturation de vitesse en régime de transport stationnaire :** lorsque le canal est suffisamment long et lorsque le champ électrique ne croît pas trop rapidement sous la grille, les électrons peuvent circuler en régime stationnaire de l'énergie. Leur temps de transit doit être largement supérieur au temps de relaxation de l'énergie. Dans ce cas, la vitesse des électrons se sature lorsque le champ électrique, en un certain point x_s du canal, atteint une valeur critique qui dépend du matériau. Donc les électrons atteignent cette vitesse limite v_s en ce point x_s sous la grille et, au-delà de ce point, ils continuent à transiter vers le drain à cette vitesse constante si bien que le courant s'écrit [II. 22] :

$$I_D = qn_s v_s W_G \quad \text{II. 6}$$

où n_s s'exprime cette fois -ci par :

$$n_s = P(V_{GS} - V_T + V(x_s)) \quad \text{II. 7}$$

Dans cette équation $V(x_s)$ est le potentiel par rapport à la source du point x_s du canal où la vitesse des porteurs sature et il dépend de V_{DS} . Il en est donc de même pour n_s dès lors que $V(x_s)$ n'est pas négligeable devant $V_{GS} - V_T$. Sinon, nous retrouvons le régime ohmique où n_s ne dépend que de V_{GS} .

Notons que, lorsque $x_s \ll L_G$, ce qui est le cas pour les transistors à grille courte $\ll 0.5 \mu\text{m}$, le nombre total de porteurs sous la grille participant à la conduction est :

$$N_{ch} \approx \frac{L_G I_D}{q v_s} \quad \text{II. 8}$$

- **Le transfert après régime de survitesse :** c'est le troisième mécanisme susceptible de conduire à la saturation du courant. Il s'observe sous les grilles courtes ($L_G < 1 \mu\text{m}$) où il apparaît un gradient de champ électrique très fort et sous l'influence duquel le temps de transit des électrons devient de l'ordre du temps de relaxation de l'énergie. Le régime stationnaire ne pouvant s'établir, les électrons se déplacent en survitesse. En remontant le champ électrique, les

électrons acquièrent une vitesse donc une énergie cinétique supérieure à celle qu'ils auraient eues en régime stationnaire. Lorsque cette énergie atteint une valeur donnée, les électrons sont transférés dans des états d'énergie où leur masse effective est plus élevée : ils ralentissent immédiatement et s'accumulent. Le reste de leur parcours dans le canal s'effectue à vitesse « saturée » qui ne dépend plus du champ électrique. Par conséquent, le courant I_D devient indépendant de V_{DS} [II. 22]. Le courant reste comparable à celui obtenu précédemment mais, par contre, le temps de transit des porteurs sous la grille décroît.

III.2.2. La pente et la tension de seuil

Les performances d'un TEC dépendent notamment de sa pente appelée la transconductance et définie par :

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}=cste} \quad \text{II. 9}$$

Pour ces composants, la fréquence de coupure du gain en courant est un paramètre caractéristique important qui dépend directement de la pente du TEC et qui doit être la plus élevée possible à capacité grille-source, notée C_{GS} , constante. En effet, en négligeant la capacité grille-drain, la fréquence de coupure du gain en courant s'écrit :

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{GS}} \quad \text{II. 10}$$

Les variations de la transconductance en fonction de V_{GS} (V_{DS} constant) sont illustrées (*Figure 16*) pour diverses valeurs de L_G et $W_G = 100\mu\text{m}$. Elles indiquent que le transistor de notre étude doit être utilisé pour des tensions grille légèrement négatives afin d'offrir la transconductance g_m optimale qui est ici de 18 mS, ce qui correspond à 180 mS/mm. Dans les transistors à base de semiconducteurs III-V, la transconductance y dépasse souvent aujourd'hui 500 mS/mm en raison de leurs meilleures propriétés de transport [II. 23].

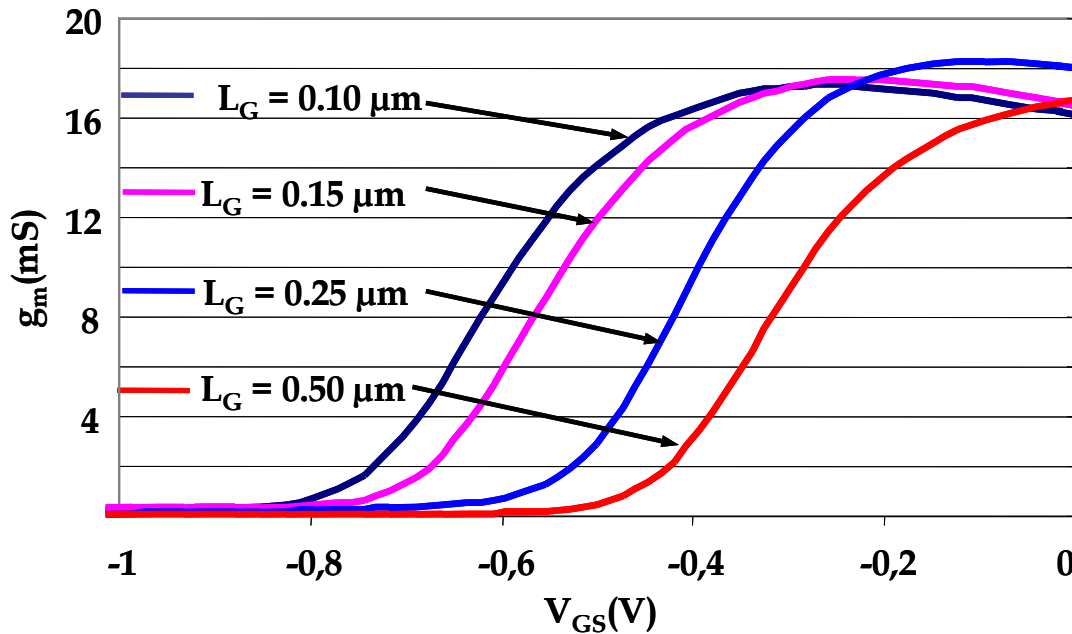


Figure 16 : Transconductance g_m pour diverses valeurs de L_G et $W_G = 100 \mu\text{m}$ dans le régime saturé ($V_{DS} = 2 \text{ V}$)

De telles valeurs de g_m correspondent habituellement, pour des grilles de $0.1 \mu\text{m}$, à des f_T d'environ 60 GHz [II. 24] et f_{max} (fréquence de coupure du gain en puissance) d'environ 100 GHz.

Remarquons que g_m s'annule pour une tension grille comprise entre -0.5 V et -1 V selon le transistor : cette valeur correspond à celle de la tension de seuil V_T .

III.2.2.1. L'effet des résistances d'accès

Les résistances d'accès prennent en compte les éléments parasites extérieures au canal du transistor : contacts, connexions, diffusion ou implantation de source ou de drain. Le schéma équivalent du transistor en prenant en compte les résistances d'accès est donné sur la Figure 17 sur laquelle R_{S1} et R_{S2} représentent respectivement les résistances d'accès côté source et côté drain. Pour un fonctionnement satisfaisant du transistor, elles doivent rester faibles devant la résistance du canal R_{ch} (régime ohmique) et devant $1/g_m$ (régime saturé).

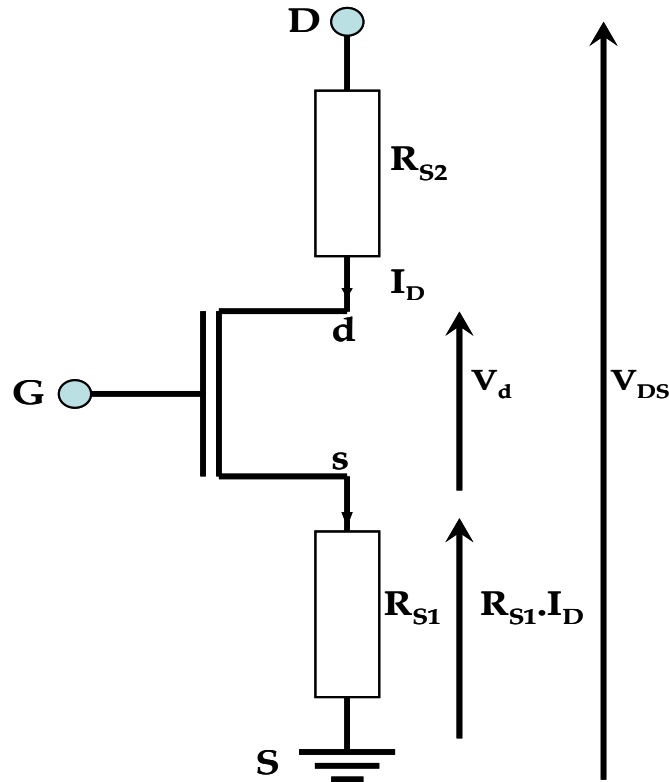


Figure 17 : Schéma équivalent électrique en prenant compte les résistances d'accès.

Nous évaluons dans un premier temps, sur les transistors de notre étude, le poids de R_{S1} et R_{S2} . Pour cela nous exprimons la tension V_d par :

$$V_d = V_{DS} - (R_{S1} + R_{S2})I_D \quad \text{II. 11}$$

et en remplaçant n_s et V_{DS} par leurs valeurs la relation II.3 s'exprime comme suit :

$$\frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{1}{q\mu_n \frac{W_G}{L_G} P(V_{GS} - V_T)} + R_{S1} + R_{S2} = R_{ch} + R_{S1} + R_{S2} \quad \text{II. 12}$$

où $R_{ch} = \frac{1}{q\mu_n \frac{W_G}{L_G} P(V_{GS} - V_T)}$. Le tracé du terme résistif $\frac{V_{DS}}{I_D}$ en fonction de $\frac{1}{V_{GS} - V_T}$

doit donc correspondre à une droite de pente $\frac{1}{q\mu_n \frac{W_G}{L_G} P} = \frac{1}{\mu_n \frac{W_G}{L_G} C_{eff}}$ et d'ordonnée

à l'origine $R_{S1}+R_{S2}$ du moins si μ_n reste constant avec V_{GS} ce qui n'est pas obligatoirement le cas parce que μ_n peut dépendre de la densité surfacique n_s [II. 25] du moins dans les semiconducteurs III-V.

La Figure 18 montre que μ_n reste constante pour notre structure : nous avons bien obtenu une droite, ce qui valide les bases de l'approche théorique développée dans le paragraphe précédent, de pente $8.7 \Omega.V$ et d'ordonnée à l'origine 21.8Ω . Par suite, nous pouvons constater, lorsque nous prenons la tension V_{GS} nulle, que $\frac{I}{V_{GS} - V_T} = 1.19 \text{ V}^{-1}$ donc $R_{ch} = 11 \Omega$. Ce résultat ne permet bien évidemment pas de négliger les résistances d'accès par rapport à R_{ch} .

Notons enfin qu'à partir de la pente de la droite obtenue et en faisant l'hypothèse que $\mu_n = 1000 \text{ cm}^2/\text{V.s}$, nous trouvons la capacité effective dans ces conditions $C_{eff} = 1.15 \cdot 10^{-3} \text{ F/m}^2$.

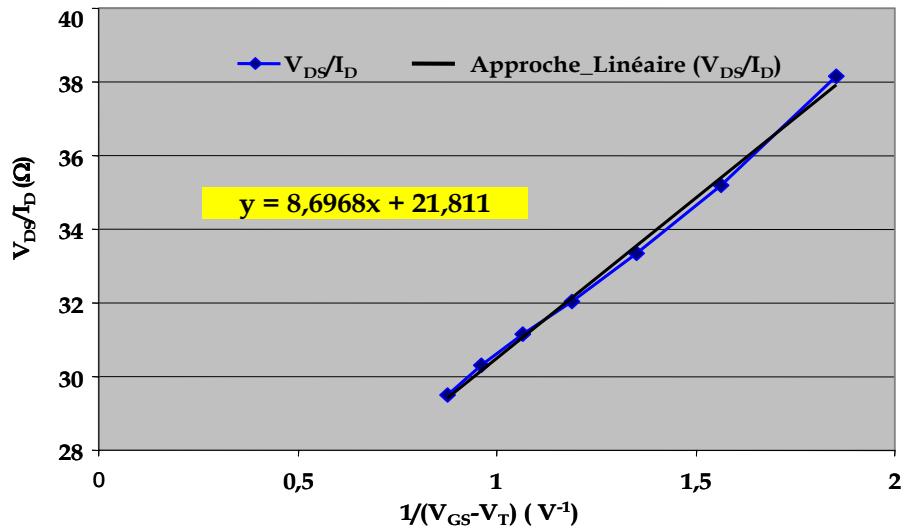


Figure 18 : Tracé de V_{DS}/I_D en fonction de $(1/V_{GS} - V_T)$.

III.2.3. Le courant de grille

La grille Schottky est un contact redresseur qui ne peut normalement conduire que si son électrode est portée à un potentiel positif (au moins quelques dixièmes de Volts) par rapport à celui du semi-conducteur. En fonctionnement normal du transistor, le potentiel de la grille est négatif, ce qui devrait se traduire par un courant de grille négligeable. Pourtant, la Figure 19, qui représente le courant I_{GD} (pour 4 transistors ayant la même longueur de grille L_G mais des largeurs W_G différentes) rentrant par la grille et sortant par le drain (source déconnectée) lorsqu'on applique une tension négative sur la grille par rapport au drain, montre que ce n'est pas le cas. Certes le courant est faible (10 à 100 nA environ donc en général inférieur à 1

$\mu\text{A}/\text{mm}$) mais il existe. Il faut donc l'étudier car tout courant dans une structure peut être responsable de sources de bruit supplémentaires, susceptibles d'en altérer les performances notamment aux basses fréquences.

Notons que, contrairement à ce que nous avons exposé jusqu'à maintenant, et qui s'applique à tous les transistors de la famille HEMT sur silicium ou semi-conducteurs composés, les comportements relatifs au courant de grille sont très spécifiques d'une technologie donnée et peuvent même varier au sein d'une même technologie en fonction des dispersions de fabrication. Ce qui va suivre s'applique donc aux seuls transistors qui font l'objet des paragraphes suivants et à eux seuls.

Les figures ci-dessous montrent que le courant I_{GD} augmente avec W_G (Figure 19) et reste indépendant de L_G (Figure 20).

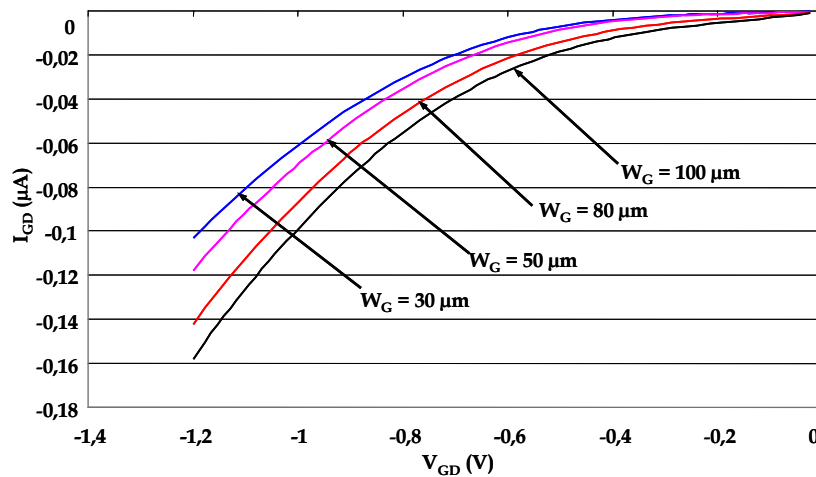


Figure 19 : Caractéristique $I_G(V_{GD})$ en fonction de W_G pour une longueur $L_G = 0.1 \mu\text{m}$.

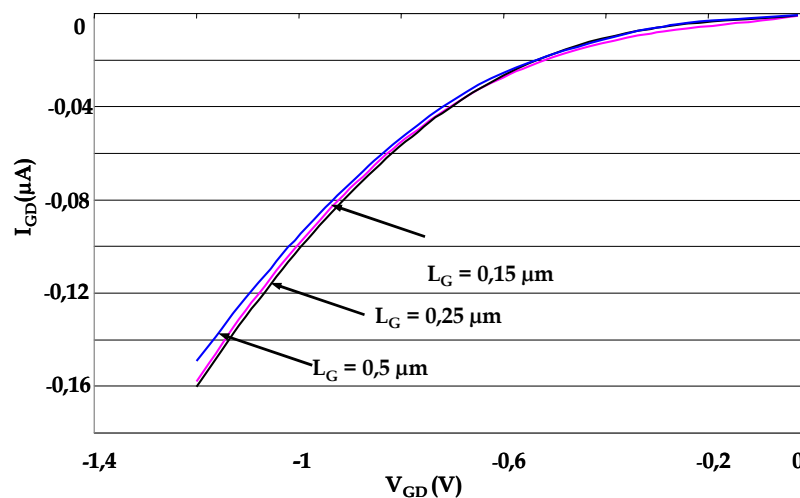


Figure 20 : Caractéristique $I_G(V_{GD})$ en fonction de L_G pour une largeur $W_G = 100 \mu\text{m}$

Ce dernier point est essentiel car il indique que ce courant ne passe pas à travers la diode Schottky mais représente en fait des fuites entre les contacts de grille et de drain.

Plus précisément la *Figure 21* montre que le courant de grille I_G peut s'écrire en fonction de la largeur de grille W_G sous la forme suivante :

$$I_G = AW_G + B \tag{II. 13}$$

où les deux coefficients de proportionnalité A et B dépendent de la tension appliquée entre la grille et le drain. Phénoménologiquement, ils sont donnés par les deux relations [II. 14](#) et [II. 15](#) :

$$A = K_1 [\exp(-2V_{GD}) - 1] \tag{II. 14}$$

$$B = K_2 V_{GD}^4 \tag{II. 15}$$

où K_1 et K_2 sont des constantes que l'on obtient par ajustement des courbes mesurées et calculées. Ici $K_1 = 64 \text{ pA}/\mu\text{m}$ et $K_2 = 42 \text{ nA}/\text{V}^4$.

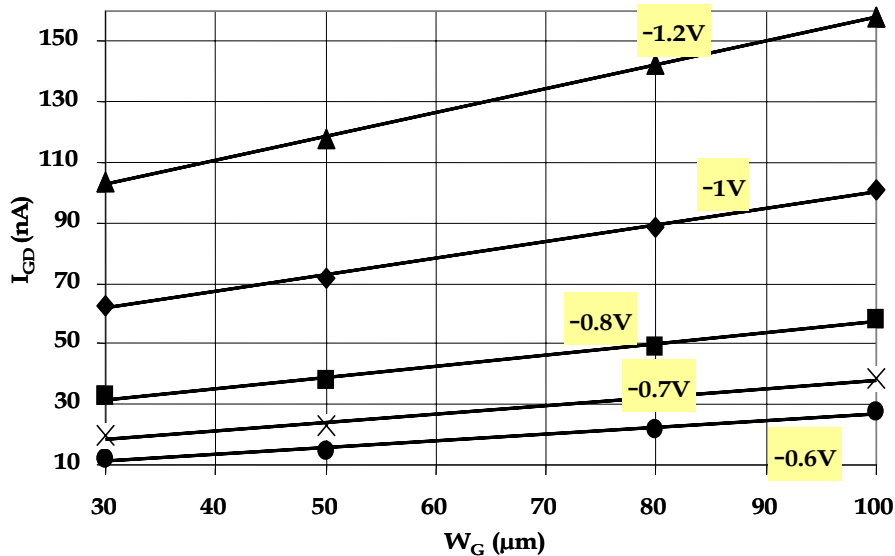


Figure 21 : Caractéristique $I_{GD}(W_G)$ en fonction de V_{GD} pour une longueur $L_G = 0.1 \mu\text{m}$.

Le courant total de grille est donc la résultante de deux composantes ainsi qu'illustré *Figure 21*. D'après son équation, la première en AW_G est une composante de fuite entre les deux doigts de grille et métallisation de drain qui pourrait avoir pour origine une conduction par effet Poole-Frenkel. Il s'agirait d'une conduction à travers un isolant assistée par des pièges qui se produit lorsque l'énergie de l'électron est supérieure à la hauteur de barrière entre deux pièges : dans ce cas, l'électron

passer d'un piège à un autre par conduction thermoïonique locale [[II. 26], [II. 27]]. Cette conduction pourrait se produire à la surface du composant. Par contre la composante en B , indépendante de la largeur de grille, représenterait plutôt un courant de fuite entre plot de contact de grille et plot de drain limité par charge d'espace (SCL) dû à l'injection de porteurs dans un isolant. Cet isolant serait le substrat silicium de type p dans lequel les porteurs seraient injectés par le plot de contact de grille déposé sur ce substrat et collectés par le drain en raison d'une mauvaise qualité de la jonction p-n+ entre ce substrat et la zone n+ de contact implantée sous le drain. Bien sûr une composante identique existe entre grille et source dès que V_{GS} est suffisamment négatif mais n'est pas mesurée ici puisque la source n'est pas connectée.

Notons enfin, en fonctionnement normal où V_{GD} est négatif, que la composante SCL prédomine à fort $|V_{GD}|$ alors que l'autre composante prédomine à faible $|V_{GD}|$, la limite entre les deux régimes dépendant de W_G .

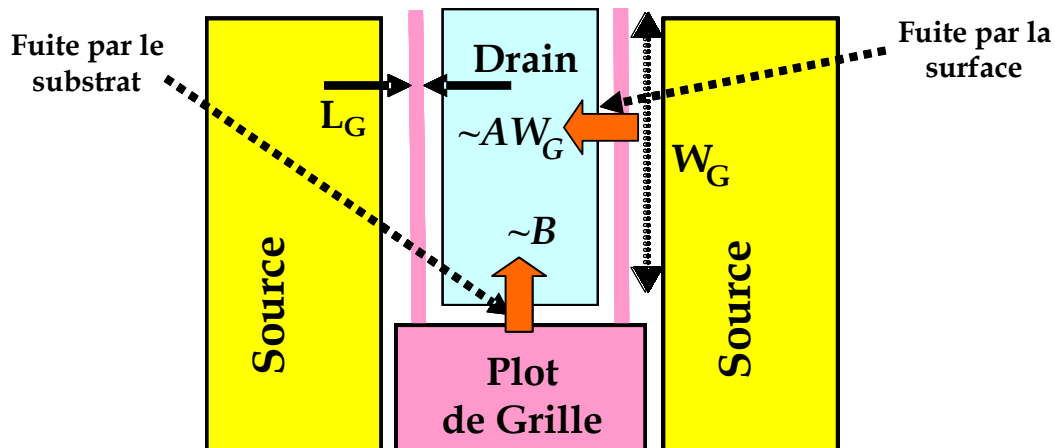


Figure 22 : Représentation des deux courants de fuite entre métallisation de grille et plot de drain dans le HEMT SiGe.

IV. Étude du bruit BF

IV.1. Le bruit associé au courant du drain

Notre étude se décomposera ici en deux étapes : nous aborderons d'abord l'analyse du bruit BF pour un fonctionnement en régime ohmique (c'est à dire à faible V_{DS} : $V_{DS} \ll V_{GS} - V_T$) suivie de l'analyse pour un fonctionnement en régime saturé (c'est à dire à fort V_{DS} : $V_{DS} > V_{GS} - V_T$). Cette limite est un ordre de grandeur qui correspond sensiblement au potentiel requis pour que les porteurs

atteignent leur vitesse limite dans le canal. Elle sera en réalité inférieure pour les transistors à grille très courte ($L_G < 0.1 \mu\text{m}$) et supérieure pour les autres.

IV.1.1. Analyse en régime ohmique

IV.1.1.1. Théorie de base

Nous rappelons d'abord, lorsque le transistor fonctionne dans le régime ohmique, que son canal peut être considéré comme une association de trois résistances en série notées : R_{S1} , R_{ch} , et R_{S2} , chacune associée à son générateur de bruit en tension.

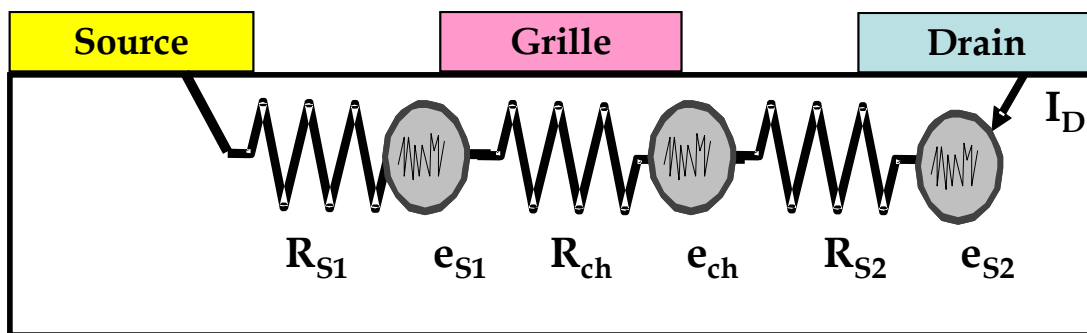


Figure 23 : Représentation en bruit des résistances série R_{S1} , R_{ch} et R_{S2} d'un HEMT.

Chacune de ces résistances R_{S1} , R_{ch} et R_{S2} correspond à une région particulière du transistor : le contact associé à la région d'accès source grille pour R_{S1} , le canal pour R_{ch} et la région grille drain associée au contact drain pour R_{S2} . Seule la valeur de R_{ch} dépend des conditions de polarisation du transistor : les autres sont des constantes (du moins en première approximation). En court-circuitant la sortie, la densité spectrale du bruit en courant S_{ID} s'écrit sous la forme d'une sommation des densités spectrales du bruit en tension divisées par le carré de la résistance totale notée R_T [II. 28].

$$S_{ID} = \frac{S_{e_{S1}} + S_{e_{ch}} + S_{e_{S2}}}{R_T^2} \quad \text{II. 16}$$

avec $R_T = R_{S1} + R_{ch} + R_{S2}$, sachant que les trois sources de bruit sont indépendantes.

Pour aller plus loin, il faut faire des hypothèses sur l'origine des sources de bruit. La plus courante est l'hypothèse, communément appelée approche de Hooge, de l'existence de fluctuations de la mobilité (conséquence des interactions électrons-

phonons) des porteurs traversant une région donnée du composant de résistance R . Elle implique une densité spectrale des fluctuations de tension aux bornes de cette région [II. 29] du type :

$$S_e = \frac{\alpha R^2 I_D^2}{Nf} \quad \text{II. 17}$$

où f est la fréquence, α est un paramètre d'ordre de grandeur 10^{-3} à 10^{-7} qui dépend des processus physiques à l'origine des fluctuations de mobilité et N le nombre de porteurs circulant dans cette région pour donner naissance au courant I_D .

Ces phénomènes sont à priori les mêmes sous la grille que dans les régions d'accès coté source et drain si bien que l'on peut réduire le schéma ci dessus à un ensemble de deux résistances R_S et R_{ch} parcourues par le même courant I_D avec $R_S = R_{S1} + R_{S2}$ et deux générateurs de bruit en tension dont le bruit total résultant est :

$$S_{eS} = \frac{\alpha_s R_S^2 I_D^2}{N_s f} \quad \text{et} \quad S_{ech} = \frac{\alpha_{ch} R_{ch}^2 I_D^2}{N_{ch} f}$$

où α_s rend compte des fluctuations de mobilité des N_s porteurs des régions latérales et α_{ch} rend compte des fluctuations de mobilité des N_{ch} porteurs du canal. De ce fait, S_{ID} s'écrit :

$$S_{ID} = \frac{I_D^2}{f} \left[\frac{\alpha_s R_S^2}{N_s} + \frac{\alpha_{ch} R_{ch}^2}{N_{ch}} \right] \frac{I}{(R_S + R_{ch})^2} \quad \text{II. 18}$$

Dans le deuxième terme de cette équation, seuls R_{ch} et N_{ch} dépendent de la polarisation par l'intermédiaire du nombre de porteurs dans le canal qui s'écrit sous la forme :

$$N_{ch} = W_G L_G n_s = W_G L_G P(V_{GS} - V_T) \quad \text{II. 19}$$

Une condition nécessaire pour un fonctionnement correct du transistor serait que les résistances d'accès soient très faibles devant R_{ch} et que les zones d'accès produisent un bruit négligeable par rapport à celui du canal. Tenant compte de ces observations ($R_S \ll R_{ch}$) pour simplifier l'expression de S_{ID} , le bruit mesuré multiplié par f/I_D^2 , s'écrirait alors :

$$f \frac{S_{ID}}{I_D^2} = \frac{\alpha_{ch}}{N_{ch}} = \frac{\alpha_{ch}}{W_G L_G P(V_{GS} - V_T)} \quad \text{II. 20}$$

Le terme $f \frac{S_{ID}}{I_D^2}$ varierait linéairement en $1/(V_{GS}-V_T)$ tout en restant indépendant de V_{DS} : ce comportement est en général vérifié sur les transistors MODFET III-V [II. 30]. Mais on peut s'attendre à ce que le bruit soit perturbé sur nos structures en raison des valeurs élevées des résistances d'accès.

Après avoir rappelé les bases théoriques permettant de prévoir l'évolution de la densité spectrale du courant de bruit de drain en fonction de la polarisation en régime ohmique, nous allons comparer cette évolution à celle effectivement observée en faisant varier le courant I_D et la tension V_{DS} .

IV.1.1.2. Résultats expérimentaux en fonction de I_D et V_{DS}

De façon générale, les mesures de densités spectrales de bruit ont été effectuées sur la gamme 100-100 kHz, et nous rappelons que, dans le mode opératoire retenu, la grille est court-circuitée vis-à-vis de l'alternatif.

IV.1.1.2.1. Les spectres de bruit

Avant de passer à la présentation détaillée des résultats en bruit BF, nous avons comparé, pour des conditions de polarisation analogues, le bruit de drain d'une des structures en PI qui font l'objet de ce travail avec celui d'un composant de dimensions identiques mais dit en T c'est-à-dire pour lequel les deux doigts de grille sont un même segment de droite alimenté en son point milieu.

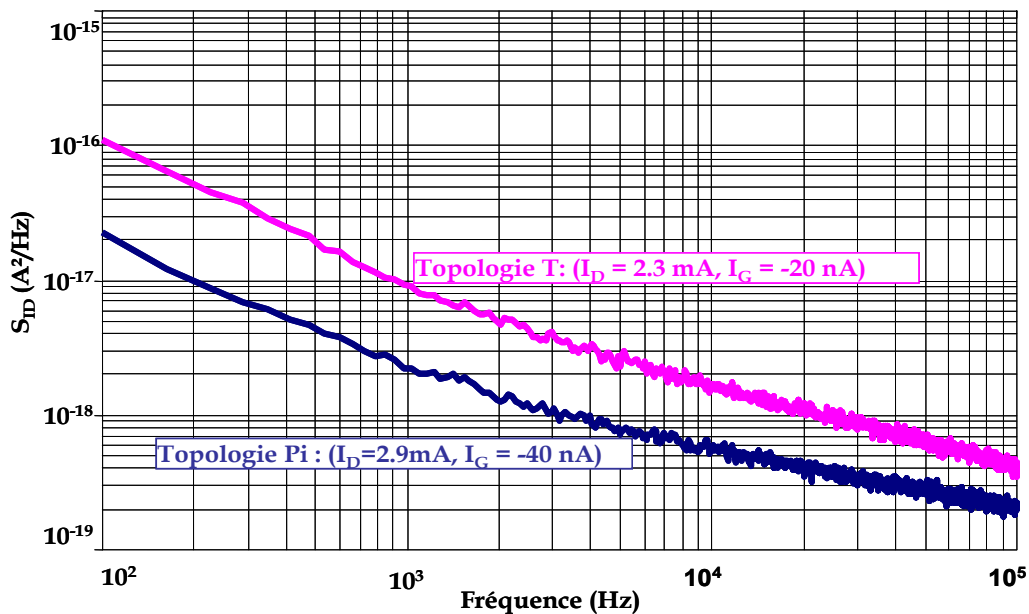


Figure 24 : Allure des spectres de bruit mesurés S_{ID} des deux topologies **PI** et **T** ($V_{DS} = 0.2$ V et $V_{GS} = 0.2$ V).

La Figure 24 indique que le bruit des composants en **T** est d'une demi décade supérieur à celui des composants en **PI**. Ce résultat pourrait être la conséquence de l'orientation cristallographique différente des grilles et aurait demandé à être confirmé sur un plus grand nombre de transistors mais nous ne disposons hélas pas de plusieurs composants en **T** fonctionnels de dimensions différentes. Compte tenu du niveau de bruit à priori plus faible des composants en **PI**, nous avons donc axé la suite de nos travaux sur eux.

La Figure 25 illustre donc les spectres du bruit en régime ohmique à $V_{GS} = +0.5$ V et à tension variable pour un composant en **PI** de dimensions $0.1 \times 100 \mu\text{m}$. Entre 100 Hz et 100 kHz nous observons du bruit en excès qui masque complètement le bruit thermique (inférieur à 10^{-21} A²/Hz). Ce bruit en excès est du bruit en $1/f'$ dans la gamme 100-10 kHz et du bruit **GR** au delà.

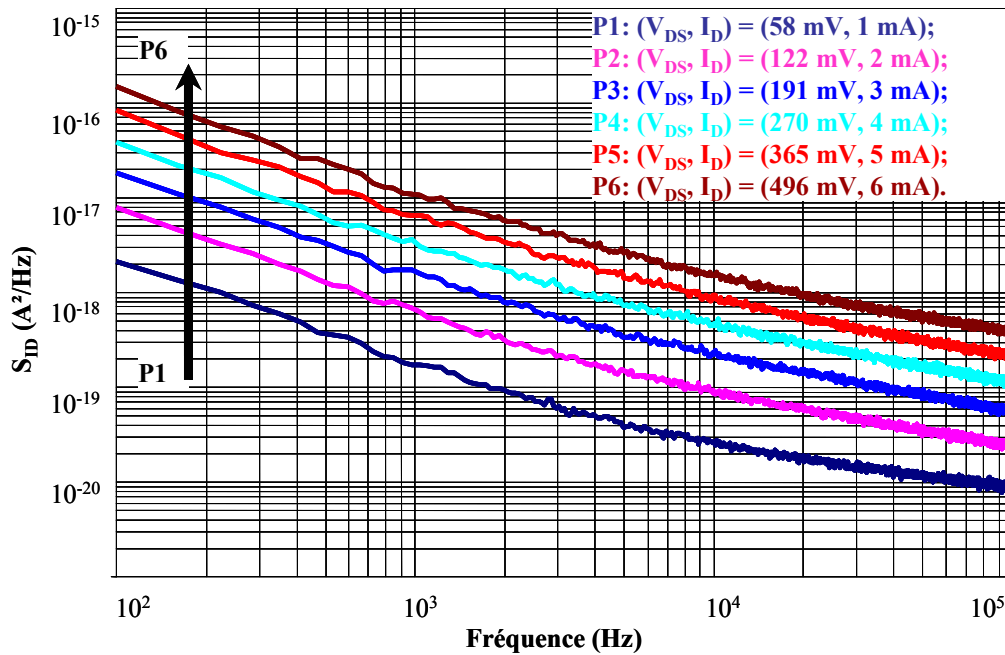


Figure 25 : Évolution du spectre S_{ID} en fonction de V_{DS} et I_D à $V_{GS} = +0.5$ V en régime ohmique.

Les spectres de la Figure 25 sont donc correctement décrits par l'équation I. 22 du chapitre I. À titre du rappel, nous la redonnons ici :

$$S_{(V,I)} = (\text{bruit} - \text{blanc}) + \frac{A}{f^\gamma} + \sum_{i=1}^n \frac{\left(\frac{C_i}{fc_i}\right)}{1 + \left(\frac{f}{fc_i}\right)^2} \quad \text{II. 21}$$

Nous pouvons donc extraire de la mesure les divers coefficients qui interviennent dans cette équation. Dans le Tableau 2, nous récapitulons les valeurs obtenues en fonction de la tension V_{DS} . Nous remarquons qu'il suffit de faire intervenir un seul centre de GR ($n = 1$), dont la fréquence de coupure varie peu (entre 100 et 170 kHz en fonction de la polarisation) pour rendre compte des observations. L'exposant γ varie en fonction de la tension V_{DS} appliquée et nous détaillons ce point dans le paragraphe qui suit.

$V_{DS}(V)$	Exposant(γ)	$A_{(1/f_\gamma)}(A^2)$	$C_1(A^2)$	$f_{c1}(kHz)$	C_1/f_{c1}
0,058	1,06	2,75E-16	1,00E-20	170	5,88E-26
0,122	1,08	1,15E-15	3,25E-20	120	2,71E-25
0,191	1,08	2,65E-15	8,25E-20	100	8,25E-25
0,27	1,08	5,50E-15	1,75E-19	100	1,75E-24
0,365	1,08	1,15E-14	2,75E-19	120	2,29E-24
0,496	1,1	2,25E-14	5,00E-19	120	4,17E-24

Tableau 2

IV.1.1.2.2. Dépendance de l’amplitude du bruit avec le courant I_D

La Figure 26 représente l’évolution du bruit de drain en fonction de I_D . Nous observons, pour les faibles courants, une évolution quadratique conforme à la relation II-17 suivie d’une plus forte augmentation de type évolution cubique du niveau de bruit. Des résultats similaires ont été trouvés dans la référence [II. 23].

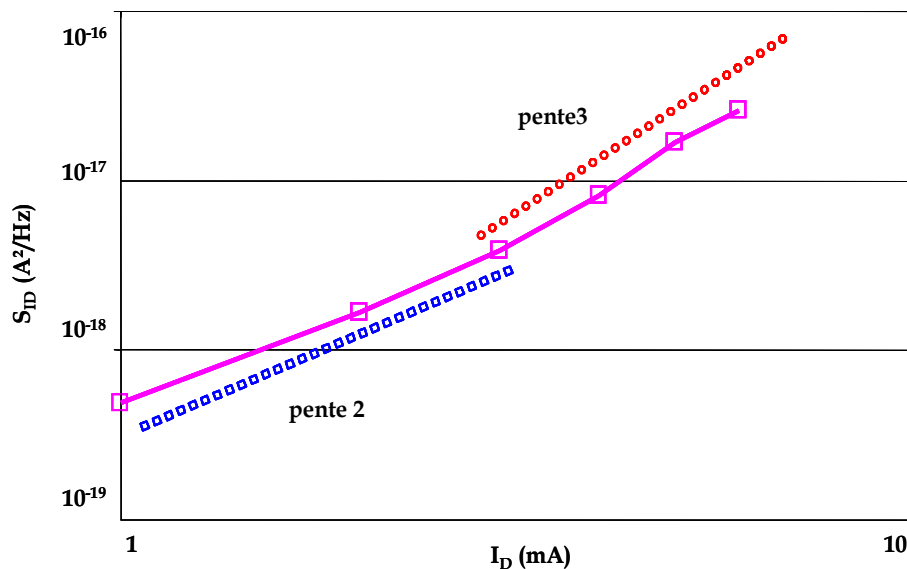


Figure 26 : Évolution de S_{ID} en fonction de I_D pour une fréquence d’analyse 400 Hz. ($V_{GS} = -0.5 V$ et $0.05 V < V_{DS} < 0.5 V$).

Ce comportement peut s’interpréter par le fait que lorsque I_D augmente, le régime de fonctionnement s’approche du régime saturé pour lequel R_{ch} devient prédominant devant R_S si bien que l’équation II.18 se simplifie en $S_{ID} = \frac{I_D^2}{f} \left[\frac{\alpha_{ch}}{N_{ch}} \right]$ où $N_{ch} = WL_G n_s$, n_s étant donné par II.7 avec $V(x) \sim V_{DS}$ c’est-à-dire que N_{ch} décroît

lorsque V_{DS} (donc I_D) augmente à la limite de la saturation. Il en résulte une évolution de S_{ID} en I_D^m avec $m > 2$.

Notons que la théorie du bruit du fluctuation du nombre de porteurs prévoit elle aussi une variation inversement proportionnelle au nombre de porteurs donc en I_D^2 à faible V_{DS} : il est donc difficile à ce niveau de savoir si le bruit en $1/f$ est bien dû à des fluctuations de mobilité ou au contraire à des phénomènes de piégeage dépiégeage sur un continuum de pièges dont on sait qu'ils peuvent eux aussi donner naissance à du bruit en $1/f$. Quant au piège discret responsable du bruit **GR**, son identification impliquerait des mesures en température que nous n'avons pu effectuer dans les délais impartis.

IV.1.1.2.3. Dépendance de l'amplitude du bruit avec la tension V_{GS}

Nous avons reporté sur la *Figure 27* un exemple d'évolution du bruit en courant du drain en fonction de la tension V_{GS} à $V_{DS} = 0.1$ V. Les spectres observés évoluent peu. Dans la région en $1/f$, l'amplitude du bruit devrait obéir à la relation suivante :

$$S_{ID} = \frac{I_D^2}{f} \left[\frac{\alpha_S R_S^2}{N_S} + \frac{\alpha_{ch} R_{ch}^2}{N_{ch}} \right] \frac{I}{(R_S + R_{ch})^2} \quad \text{II. 22}$$

En remplaçant R_{ch} par son expression, nous obtenons, après multiplication des deux membres par $f (R_S + R_{ch})^2 / I_D^2$ et substitution de N_{ch} par son expression [II. 19](#), la relation suivante :

$$f(R_S + R_{ch})^2 \frac{S_{ID}}{I_D^2} = \frac{\alpha_S R_S^2}{N_S} + \frac{\alpha_{ch}}{\mu_n^2 \frac{W_G^3}{L_G} \frac{C_{eff}^3}{q} (V_{GS} - V_T)^3} \quad \text{II. 23}$$

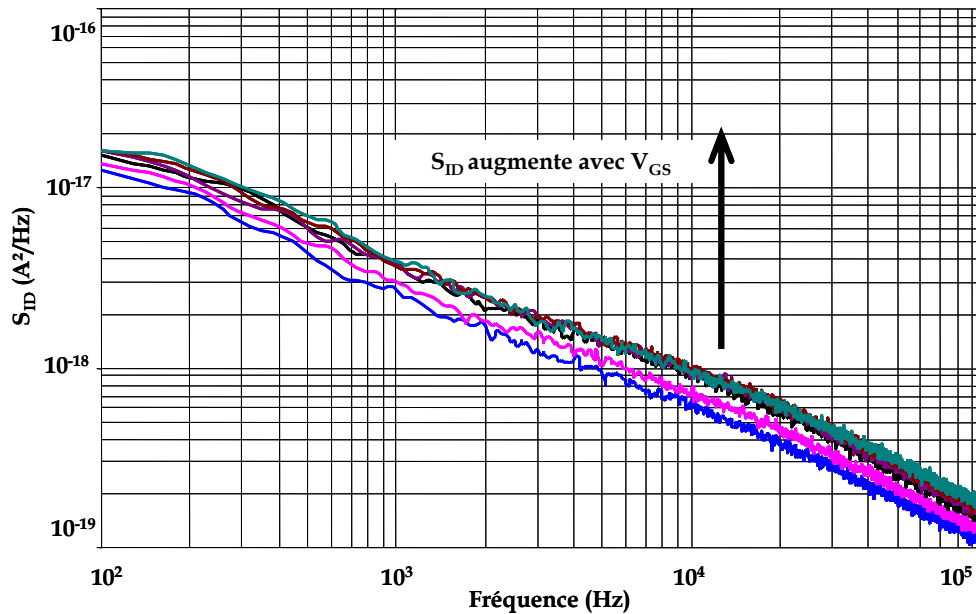


Figure 27 : S_{ID} en régime ohmique ($-0.2 \text{ V} \leq V_{GS} \leq 0.2 \text{ V}$) à $V_{DS} = 0.1 \text{ V}$.

L'équation II. 23 représente en fonction de $\frac{I}{(V_{GS} - V_T)^3}$ une droite de pente $\frac{\alpha_{ch} L_G}{q^2 \mu_n^2 P^3 W_G^3}$ et d'ordonnée à l'origine $\frac{\alpha_S R_S^2}{N_S}$.

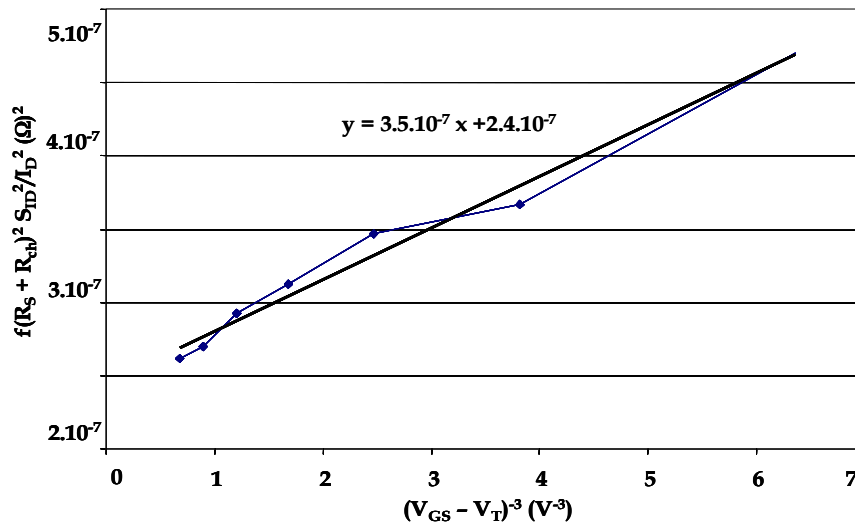


Figure 28 : Représentation du terme $f(R_S + R_{ch})^2 \frac{S_{ID}}{I_D^2}$ en fonction de $(V_{GS} - V_T)^{-3}$.

Sur la Figure 28 cette propriété est effectivement sensiblement vérifiée. Partant d'une pente de $3,5.10^{-7} \text{ } \Omega^2/\text{V}^{-3}$ et d'ordonnée à l'origine de $2,4.10^{-7} \text{ } \Omega^2$ et sachant que les diverses quantités qui déterminent la pente sont connues à l'exception du paramètre

α_{ch} , nous obtenons sa valeur qui est de l'ordre de $3,4 \cdot 10^{-5}$. Cette valeur est compatible avec ce que nous attendons dans le cas des fluctuations de mobilité uniquement.

Nous avons également calculé $\alpha_s = 1,4 \cdot 10^{-3}$ qui est plus élevé par rapport à α_{ch} : ceci nous permet de supposer que les contacts ohmiques de drain et source apportent aussi une contribution au bruit. Nous reviendrons sur ce point après l'étude en régime saturé.

IV.1.2. Analyse en régime saturé

Dans ce régime, les régions d'accès ont un impact a priori beaucoup plus faible vis-à-vis de celui généré dans le canal mais elles conditionnent quand même le niveau de bruit que l'on va mesurer en sortie en raison de leur rôle (notamment R_{S1} qui induit une contre réaction série) sur le gain du composant.

Si le bruit en $1/f$ mesuré a pour origine des fluctuations de mobilité et en supposant qu'il est généré de manière prédominante dans le canal du transistor sous la grille (les sources de bruit éventuellement présentes dans les régions d'accès sont dans ce cas négligées), sa valeur au niveau du canal s'écrit :

$$S_{ID}(f) = \frac{\alpha_{ch} I_D}{f N_{ch}} \quad \text{II. 24}$$

avec $N_{ch} = \frac{L_G I_D}{q v_s}$ d'après la relation II. 8, et sa valeur mesurée au niveau du contact drain en tenant compte de l'influence de la région d'accès coté source sur le gain, s'exprime en régime saturé sous la forme :

$$S_{ID}(f) = \frac{q v_s \alpha_{ch} I_D}{f L_G} \times \frac{1}{(1 + g_{m0} R_{S1})^2} \quad \text{II. 25}$$

où g_{m0} est la pente qu'aurait le transistor en l'absence de région d'accès, liée en régime saturé ($R_{ch} \gg R_{S1}$) à g_m par :

$$g_m = \frac{g_{m0}}{1 + g_{m0} R_{S1}} \quad \text{II. 26}$$

Pour un transistor de largeur de grille $W_G = 100 \mu\text{m}$ présentant une transconductance

g_m de l'ordre de 17 mS et $R_{S1} = 11 \Omega$, cela correspond à $g_{m0} = \frac{g_m}{1 - g_m R_{S1}} = 21 \text{ mS}$, ce qui

donne $\frac{1}{(1 + g_{m0} R_{S1})^2} = 0.66$: le bruit mesuré en sortie est 33 % plus faible que celui

effectivement généré dans le canal. Pour des transistors présentant des largeurs de grille différentes, cette valeur évolue peu puisque g_{m0} et R_{S1} varient tous deux respectivement en W_G et $1/W_G$ et que leur produit reste donc sensiblement constant.

La Figure 29 illustre un exemple des résultats obtenus en gardant V_{GS} constant avec V_{DS} et I_D variables.

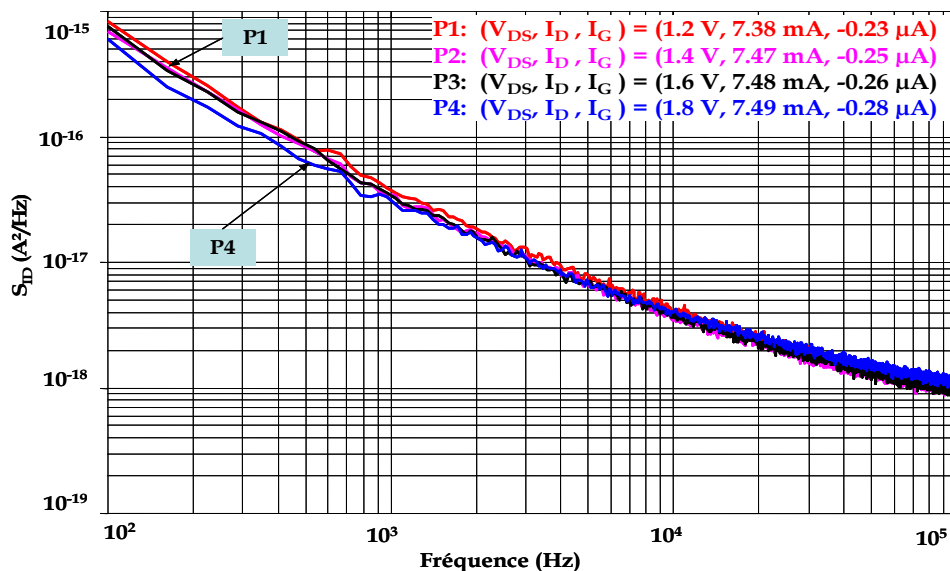


Figure 29 : S_{ID} en régime saturé ($1.2 \text{ V} \leq V_{DS} \leq 1.8 \text{ V}$) à $V_{GS} = 0.5 \text{ V}$.

Nous relevons, à V_{DS} variable en régime saturé, que les spectres sont confondus dans toute la gamme de fréquences. L'absence d'évolutions pour le bruit en $1/f$ s'explique par le fait qu'il ne dépend que du courant I_D qui augmente peu et de

$\frac{1}{(1 + g_{m0} R_S)^2}$ qui ne diminue que très légèrement avec V_{DS} en zone saturée si bien que les évolutions de ces deux quantités se compensent.

Nous avons effectué la même mesure pour une tension V_{GS} négative de l'ordre de -0.2 V (Figure 30) : nous observons alors que les spectres sont toujours confondus dans la région en $1/f$ mais qu'ils présentent une légère évolution dans la région GR . Cette augmentation du bruit GR peut sans doute s'interpréter simplement avec

l'augmentation de la température de l'échantillon due à son auto-échauffement : la probabilité d'occupation du piège évolue en exponentielle de la température et le bruit aussi.

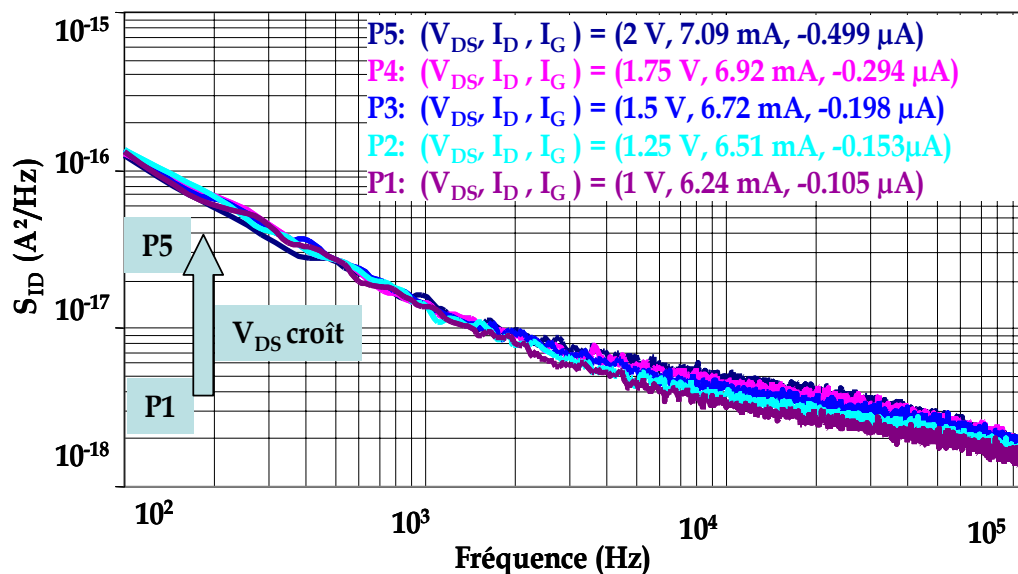


Figure 30 : S_{ID} en régime saturé ($1\text{ V} \leq V_{DS} \leq 2\text{ V}$) à $V_{GS} = -0.2\text{ V}$.

Il en résulte un déplacement du plateau de bruit de *GR* (et une diminution de son niveau) vers les hautes fréquences en raison de la décroissance exponentielle des constantes de temps des pièges lorsque la température augmente. Même un léger échauffement (dans notre cas, quelques degrés ici) se traduit sur le niveau de bruit. Ce phénomène n'était pas apparu sur la Figure 29 car la variation relative des puissances mises en jeu y était plus faible. Le résultat de la Figure 30 tend donc à confirmer que le bruit global est bien la résultante de deux sources de nature différente : l'une très sensible à la température et l'autre pas.

Après une étude paramétrique en fonction de la polarisation, nous allons étudier l'influence de la géométrie de la grille, en terme de la longueur et de la largeur. Nous avons déjà montré dans le paragraphe III.2.1 que le courant du drain s'écrit en fonction de ces deux paramètres géométriques.

IV.1.3. Influence de la largeur et de la longueur de la grille sur S_{ID}

Dans un premier temps, nous évaluons l'influence de la largeur W_G . Conservant le courant I_D constant de l'ordre de 5 mA, $V_{GS} = -0.2\text{ V}$, seule la tension V_{DS} variant, nous avons reporté sur la Figure 31 l'évolution de la densité spectrale de

bruit en courant pour trois différentes largeurs de grille en gardant $L_G = 0.1 \mu\text{m}$ ainsi que la distance source drain $L_{SD} = 2 \mu\text{m}$ constantes.

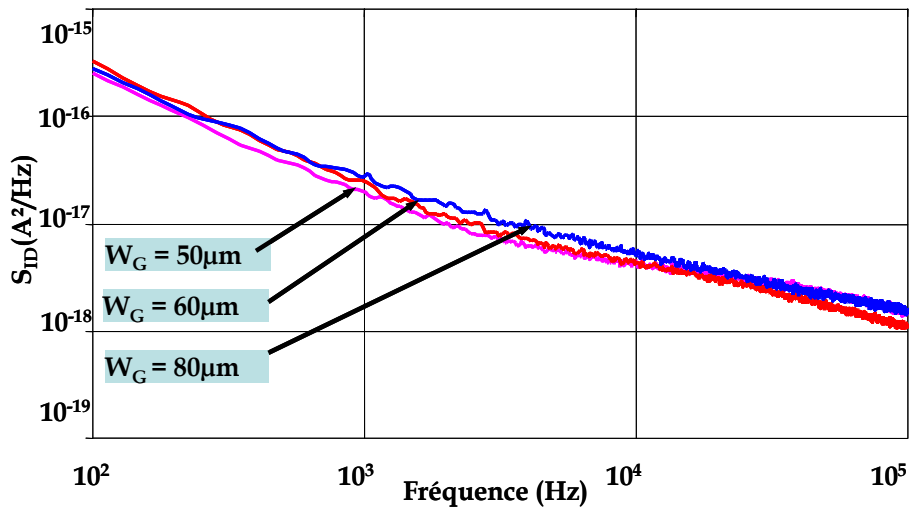


Figure 31 : S_{ID} en fonction de la largeur W_G à $I_D = 5 \text{ mA}$, $V_{GS} = -0.2 \text{ V}$.

En accord avec la relation II. 22 les résultats nous montrent bien que le bruit n'est pas influencé par la largeur de la grille en gardant le courant drain constant.

Ce résultat est confirmé par la Figure 32 suivante qui donne l'évolution de fS_{ID}/I_D^2 pour des échantillons de diverses largeurs de grille, cette fois-ci en maintenant constante la tension V_{GS} et en faisant varier V_{DS} . Nous relevons une quasi absence d'évolution en régime de bruit en $1/f$ (fréquences inférieures à 1 kHz) en conformité avec la théorie et, au-delà de 10 kHz, nous constatons des évolutions marquées qui montrent que la composante du bruit GR est prépondérante.

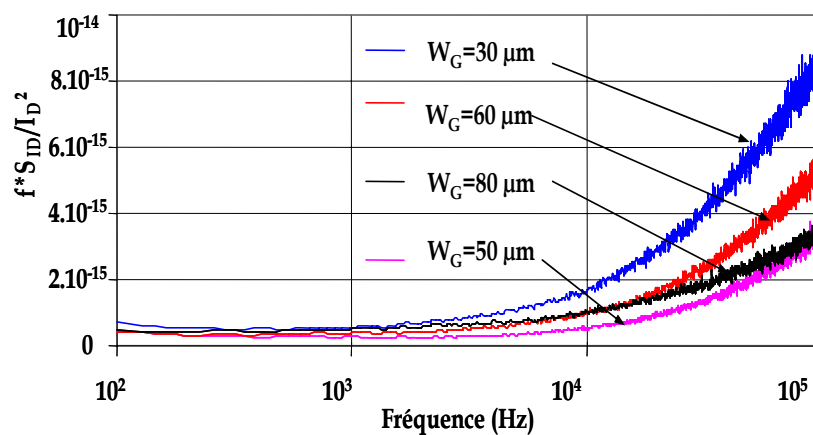


Figure 32 : Évolution fréquentielle du terme fS_{ID}/I_D^2 pour différentes W_G en régime saturé en polarisant le HEMT à $(1 \text{ V} < V_{DS} < 2 \text{ V})$ et $V_{GS} = -0.2 \text{ V}$.

Après avoir examiné l'influence de la largeur de grille, nous abordons l'influence de sa longueur. En conservant le courant constant et à la même valeur que celle maintenue pour l'étude de l'influence de la largeur de grille (5 mA), nous avons tracé sur la *Figure 33* les évolutions de S_{ID} relevées à une fréquence donnée de 1 kHz pour les quatre longueurs de grille.

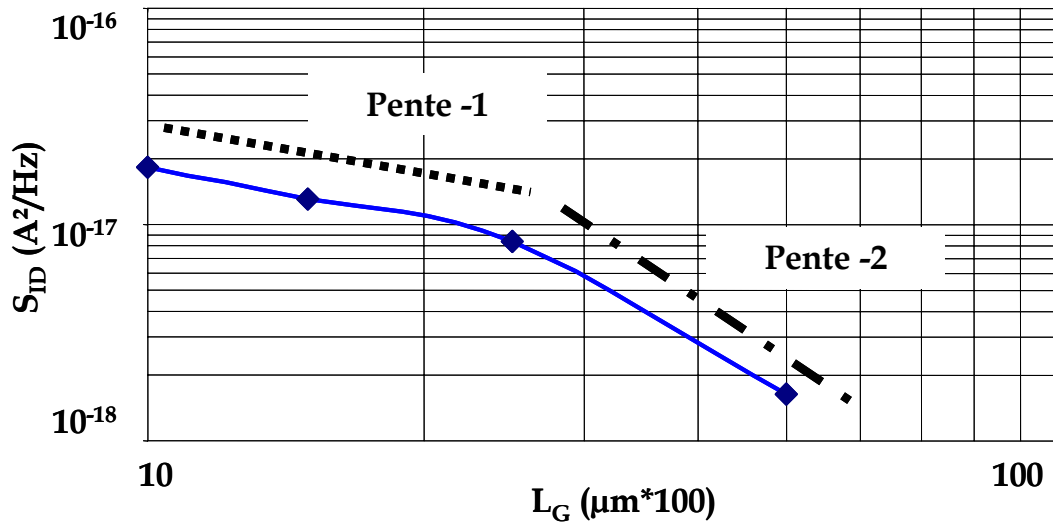


Figure 33 : S_{ID} en fonction de L_G pour $W_G = 100 \mu\text{m}$ à $I_D = 5 \text{ mA}$, $V_{GS} = -0.2 \text{ V}$ dans le régime saturé.

Nous observons sur la *Figure 33* deux pentes différentes. La première de pente -1 (mise en évidence d'après des mesures sur trois transistors et en accord avec la relation II. 22) traduit le fait que le bruit à I_D constant est inversement proportionnel au nombre de porteurs participant à la conduction : ce nombre à I_D constant étant lui-même proportionnel à L_G , cela se traduit par la pente -1. Ce raisonnement est toutefois mis en défaut pour le composant présentant la plus forte longueur de grille ($0.5 \mu\text{m}$) dans lequel le bruit diminue plus rapidement. L'observation n'étant faite que sur un seul composant, on ne peut éliminer la possibilité d'un comportement atypique.

Toutefois, les conditions de polarisation de ce composant indiquent qu'il fonctionne près du régime ohmique : dans ces conditions et à courant constant, le bruit pourrait provenir essentiellement des régions latérales et d'après II. 17 effectivement varier en $1/L^2$.

IV.1.4. Comparaison des caractéristiques de bruit en $1/f$ du MODFET SiGe par rapport à des MODFETs conventionnels

Sur la *Figure 32*, l'amplitude de la quantité fS_{ID}/I_D^2 qui reste sensiblement constante et égale à 4.10^{-16} en régime de bruit en $1/f$, nous permet d'évaluer α_{ch} en régime saturé puisque cette quantité est aussi égale à $q\alpha_{ch}/(I_D L_G)$. Nous en tirons $\alpha_{ch} \sim 2.10^{-6}$ ce qui est plutôt une bonne valeur (même en tenant compte du fait que le bruit mesuré est plus faible que celui effectivement généré et donc que α_{ch} est sous évalué d'environ 30 à 40 %, voir [II. 25] par rapport à des structures HEMT conventionnelles où ce paramètre est en général supérieur à 10^{-5}).

Un dernier point qui reste à considérer est la comparaison de l'amplitude de ce bruit en excès par rapport au bruit de diffusion irréductible du composant. Ce dernier s'écrit sous la forme suivante :

$$S_{IDdiff} = 4kTPg_m^2 R_n \quad \text{II. 27}$$

avec :

$$R_n = \frac{P}{g_{m0}} + R_{S1} + R_g \quad \text{II. 28}$$

par suite,

$$S_{IDdiff} = 4kTg_m^2 \left[\frac{P}{g_{m0}} + R_{S1} + R_g \right] \quad \text{II. 29}$$

où P est un coefficient proche de 1, pour un HEMT possédant $L_G = 0.1 \mu\text{m}$ et $W_G = 100 \mu\text{m}$. Nous avons donc calculé :

$$S_{IDdiff} = 1.610^{-20} (17.10^{-3})^2 \left[\frac{1}{21.10^{-3}} + R_g + R_{S1} \right] \quad \text{II. 30}$$

avec $R_{S1} + R_g = 12 \Omega$ (il s'agit d'une évaluation pour R_g obtenue à partir de mesures du courant de grille direct) ce qui donne $S_{IDdiff} = 2,8.10^{-22} \text{ A}^2/\text{Hz}$. Le bruit en $1/f$ relevé à 1 kHz est de $2.10^{-17} \text{ A}^2/\text{Hz}$, il atteindra donc le bruit de diffusion pour 100 MHz environ. Cette valeur est sensiblement comparable par rapport à celle dans les TECs III-V, ce qui est un élément favorable pour le futur des HEMTs sur silicium.

Sachant que le degré de maturité technologique de ces derniers permet encore une très large marge de progression.

IV.2. Le bruit associé au courant de grille

De façon générale, les mesures de densités spectrales de bruit associé au courant de grille ont été effectuées sur la gamme 5 Hz -5 kHz et nous rappelons que, dans le mode opératoire retenu, le drain est court-circuité pour l'alternatif.

IV.2.1. Résultats expérimentaux en fonction du courant de grille

Le bruit associé au courant de grille a été mesuré à V_{GS} constante égale à -0.2 V, et en faisant varier la tension V_{DS} : le courant de grille varie donc lui aussi avec cette tension drain-source. La figure ci-dessous illustre l'évolution du bruit associé au courant de grille. C'est le bruit normalisé par rapport au bruit de grenaille minimum irréductible ($2qI_G$) que l'on aurait dans le cas idéal où le courant de grille serait en totalité celui qui traverserait la diode Schottky et n'induirait que du bruit de grenaille.

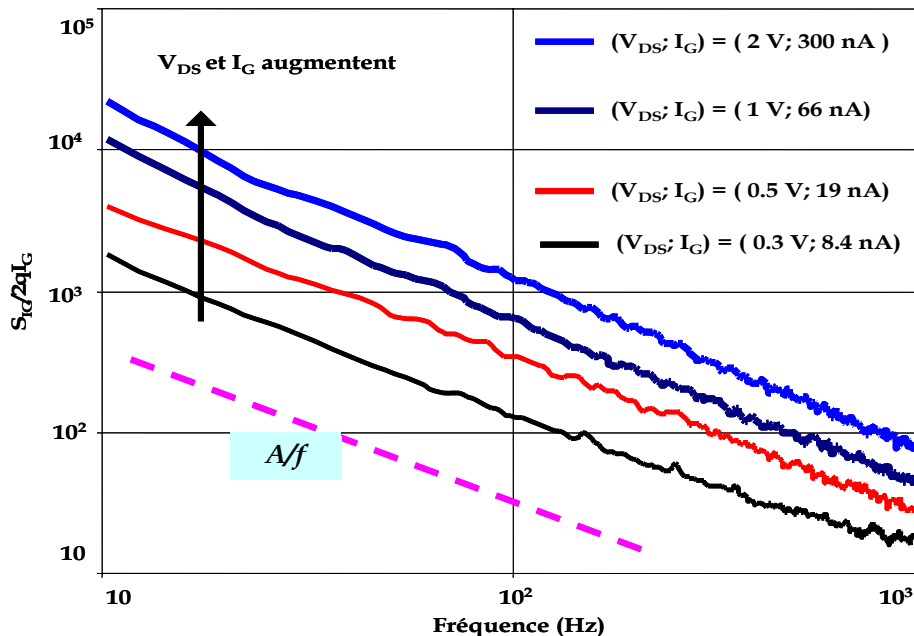


Figure 34 : Densité spectrale de bruit en courant de grille normalisée à $V_{GS} = -0.2$ V.

Nous constatons d'abord que le bruit mesuré est de 10 à 10000 fois plus élevé que le plancher théorique irréductible. Nous relevons ensuite que les spectres de bruit ont une allure proche de A/f' , où l'index de bruit en $1/f$ est d'autant plus proche

de 1 que le courant est faible et où le paramètre A ne dépend que des conditions de polarisation, sauf pour les courants de grille les plus faibles et les fréquences les plus élevées où il dépend aussi de la fréquence. Si nous déterminons A dans les limites fréquentielles où il reste constant, et que nous le traçons en fonction de I_G (Figure 35), nous voyons apparaître deux régions. L'une, pour les faibles valeurs de courant, dans laquelle A varie en I_G (correspond donc à un bruit S_{IG} qui varie en I_G^2) et l'autre à fort courant dans laquelle il est constant (correspond donc à un bruit S_{IG} qui varie linéairement avec I_G).

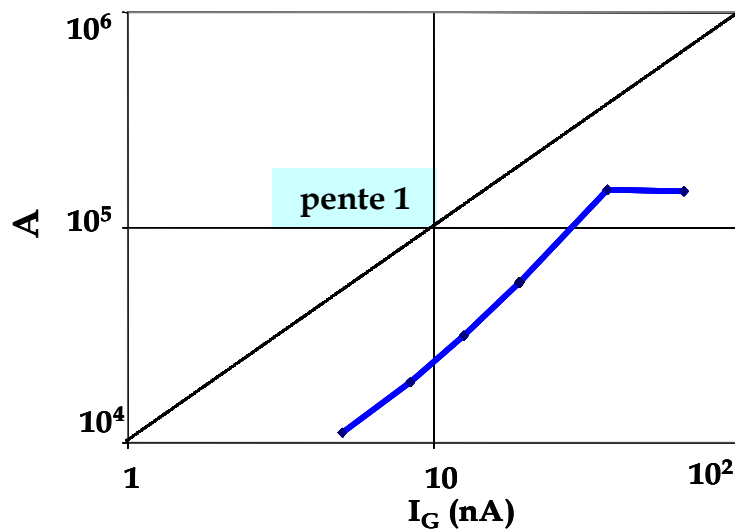


Figure 35 : Évolution de A en fonction de I_G .

Il paraît logique d'admettre que chacune de ces régions correspond à l'un des mécanismes de conduction du courant de grille suggéré au paragraphe III.2.3 : aux faibles valeurs du courant de grille le bruit associé à la conduction de surface et à fort courant le bruit associé à la conduction dans le substrat. Dans le premier cas, le bruit est dû à la fluctuation du nombre de porteurs de charges participant à la conduction par la surface et il varie normalement en I_G^2 . Dans le second cas, le bruit en $1/f$ pourrait être analogue à celui d'une diode polarisée en inverse et, dans ce cas, il varie linéairement avec I_G s'il est dû à des fluctuations de mobilité [II. 32]. Ces deux comportements distincts, une dépendance quadratique suivie d'une linéaire, sont en accord avec le modèle proposé par Meva'a [II. 33].

IV.2.2. Résultats expérimentaux en fonction de la longueur de la grille

Sur la *Figure 36* nous avons reporté les évolutions mesurées de la densité spectrale du courant de grille pour des composants de largeur de grille $W_G = 50 \mu\text{m}$, et de longueur de grille variable en polarisation directe de la diode Schottky, en gardant les deux tensions constantes ($V_{GS} = 0.35 \text{ V}$ et $V_{DS} = 0.5 \text{ V}$). L'amplitude du courant grille devient bien supérieure à celle observée précédemment car ce courant devient maintenant le courant normal de conduction en direct à travers la grille.

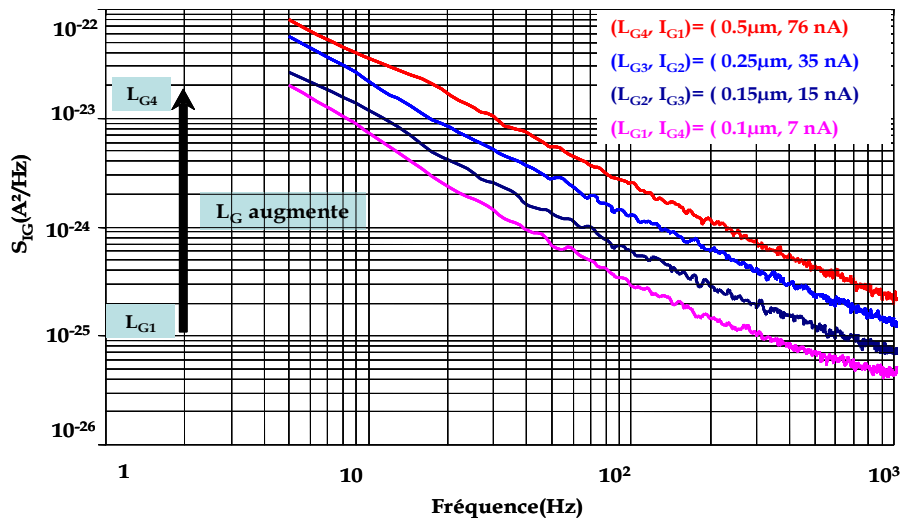


Figure 36 : S_{IG} en fonction de la longueur de la grille pour $W_G = 50 \mu\text{m}$, à $V_{GS} = 0.35 \text{ V}$ et $V_{DS} = 0.5 \text{ V}$.

Nous observons une composante de bruit en $1/f$ dont l'amplitude augmente avec la longueur de grille. Afin de pouvoir identifier les mécanismes produisant ce bruit au niveau de la grille, nous avons tracé sur la *Figure 37*, les évolutions du bruit à 100 Hz en fonction du courant I_G .

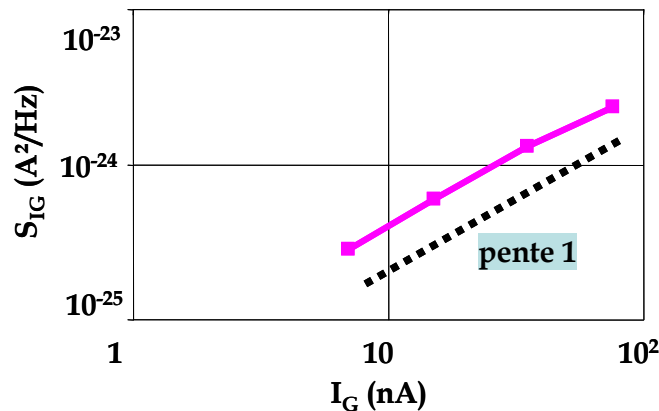


Figure 37 : S_{IG} en fonction de I_G pour les quatre longueurs de grille à $f = 100 \text{ Hz}$, avec ($V_{GS} = 0.35 \text{ V}$ et $V_{DS} = 0.5 \text{ V}$).

Les résultats obtenus indiquent une dépendance du bruit linéaire en fonction du courant I_G : ceci signifie que le bruit en $1/f$ est probablement associé à des fluctuations de mobilité ou de diffusion des porteurs dans la zone de charge d'espace sous la grille [II. 32].

IV.3. La cohérence entre les bruits de la grille et du drain

Cette mesure s'effectue en amplifiant les bruits de drain et de grille et en mesurant le spectre croisé de ces deux quantités. Les conditions expérimentales requises pour cette mesure doivent être bien maîtrisées car il est aisé de faire apparaître une corrélation non nulle dès lors que le bruit du préamplificateur sur la grille est amplifié par le transistor sous test. Nous avons donc pris toutes les précautions nécessaires [II. 34] et nous avons observé (*Figure 38*) que, en régime de fonctionnement normal, la corrélation est quasiment nulle pour toutes les polarisations étudiées, ainsi que dans toute la gamme fréquentielle (1 Hz – 100 kHz).

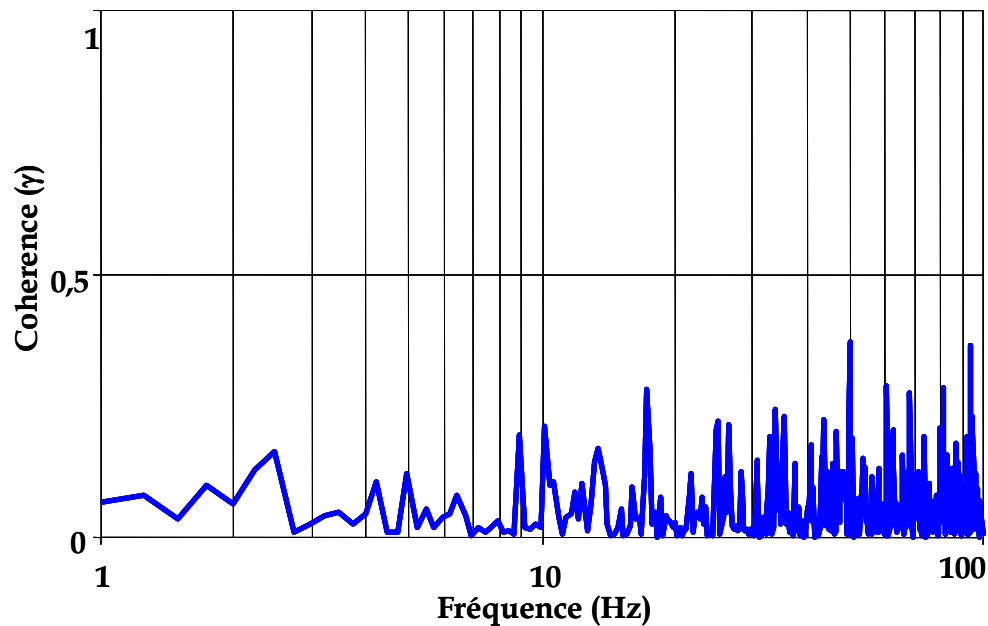


Figure 38 : Spectre de cohérence d'un HEMT $0.1 \times 100 \mu\text{m}^2$, polarisé à ($V_{DS} = 1.5 \text{ V}$, $V_{GS} = -0.2 \text{ V}$, $I_G = -68 \text{ nA}$ et $I_D = 1.4 \text{ mA}$).

Ce résultat conforte toutes nos observations précédentes : le bruit BF de drain a pour origine des fluctuations de mobilité et/ou du nombre de porteurs du canal du transistor alors que le bruit de grille en inverse est lié à des fluctuations de mobilité et/ou du nombre de porteurs transitant par la surface ou le substrat. Les deux types

de bruit prennent donc naissance dans des régions totalement différentes du transistor et sont indépendants ce qui explique l'absence de corrélation.

V. Bruit de phase résiduel

Lorsqu'on utilise un transistor pour micro-ondes en régime d'amplification HF à une fréquence F , le bruit BF que nous venons d'analyser n'a en général aucun impact au-delà de $F = 1$ GHz dès lors que l'on ne s'intéresse qu'à l'amplitude du signal HF de sortie. Toutefois, pour certaines applications, la phase de ce signal peut aussi avoir une importance. Or elle subit des fluctuations directement liées à celles du bruit BF et ceci d'autant plus que le composant fonctionne en régime non linéaire. Si l'on dénomme $\Delta\Phi_{trans}(f_m)$ la densité spectrale de ces fluctuations en rad^2/Hz à une distance f_m de F (souvent appelée bruit de phase résiduel ou additif), alors la densité spectrale du bruit de phase d'un oscillateur à la fréquence F réalisé à partir du même composant est, à la distance f_m de la fréquence d'oscillation :

$$L(f_m)_{dBc/Hz} = 20 \cdot \log\left(\frac{f_0}{2 \cdot Q \cdot \sqrt{2} \cdot f_m}\right) + 20 \cdot \log(\Delta\Phi_{trans}) \quad \text{II. 31}$$

où $20 \cdot \log(\Delta\Phi_{trans})$ est la densité spectrale de bruit de phase de la partie amplification.

Cette relation montre que le choix d'un composant à $\Delta\Phi_{trans}$ minimum est un pré requis nécessaire pour la réalisation d'un oscillateur faible bruit : nous avons donc procédé à l'acquisition de cette quantité sur l'un des transistors de notre étude.

V.1. Description du banc de bruit de phase des quadripôles

Le banc de mesure utilisé a été développé au LAAS-CNRS [[II. 35], [II. 36]] afin de caractériser le bruit de phase additif de quadripôles opérant à des fréquences F entre 2 GHz et 18 GHz pour des fréquences f_m d'observation comprises entre 100 Hz et 100 kHz. La *Figure 39* illustre le synoptique de ce banc de mesure des transistors hyperfréquences.

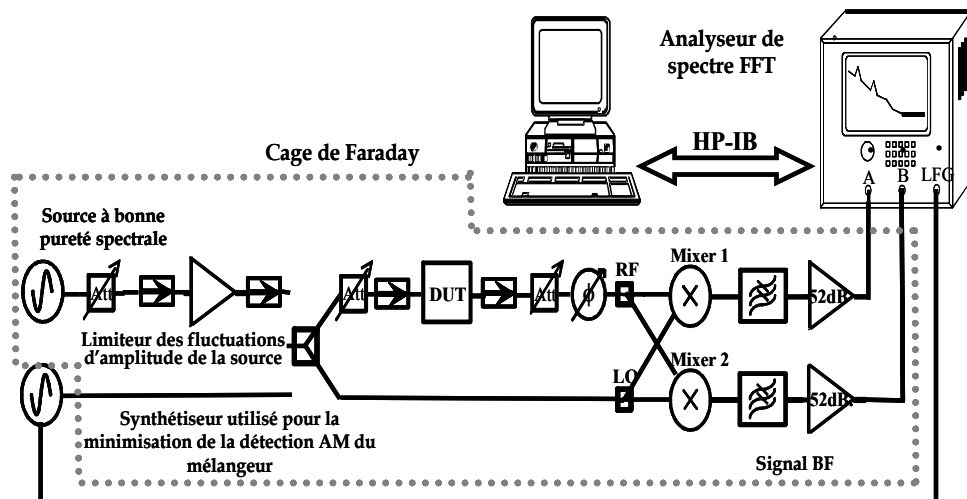


Figure 39 : Banc de bruit de phase de quadripôles (détection de phase de 2 à 18 GHz, bande BF d'observation 100 -100 kHz).

Le composant sous test est chargé sur 50 Ω à l'entrée et à la sortie : il amplifie le signal F (ici à 10 GHz) dont on détecte les fluctuations de phase en sortie du composant par un système de deux discriminateurs qui délivrent deux signaux BF proportionnels au bruit additif. On procède alors à l'acquisition de leur spectre de bruit croisé ce qui permet de s'affranchir des bruits propres des discriminateurs et de celui des préamplificateurs BF.

V.2. Résultats de mesure

Les résultats obtenus pour un composant $0.1 \times 100 \mu\text{m}^2$ à 10 GHz sont représentés Figure 40 pour $V_{DS} = 1 \text{ V}$ et deux valeurs différentes de V_{GS} , 0 et 0.35 V.

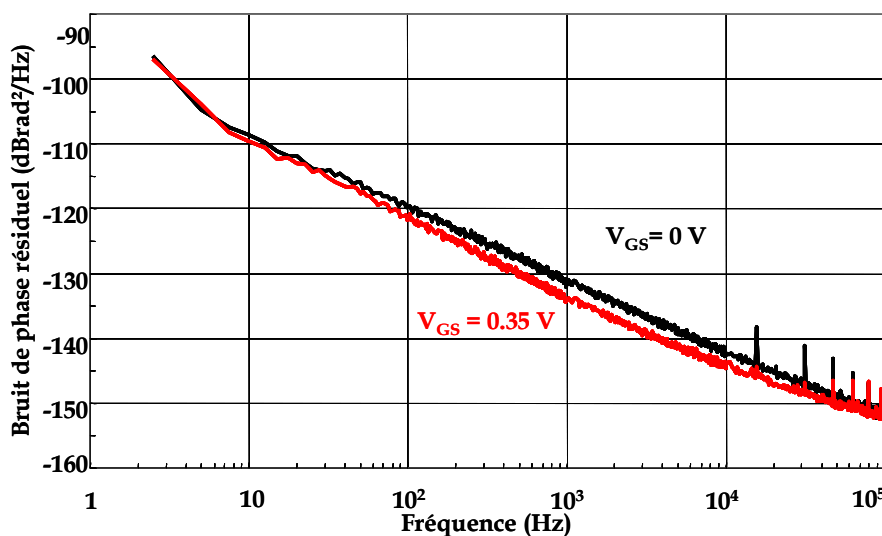


Figure 40 : Mesure du bruit de phase d'un HEMT SiGe effectué à P_{in} (10 GHz) = 0 dBm, pour deux valeurs de V_{GS} (0V, 0.35 V).

Les résultats nous indiquent que le bruit de grille ne joue qu'un rôle très limité dans le processus de conversion du bruit BF en bruit résiduel, résultat auquel nous nous attendions puisque, lors de la mesure du bruit de phase résiduel, nous utilisons sur la grille un réseau de découplage qui court-circuite la grille aux basses fréquences. Par conséquent le bruit en courant côté drain généré dans le canal est le responsable principal de bruit de phase résiduel observé.

Les bruits de phase résiduels à 10 GHz couramment observés sur des MESFETs et HEMTs sur GaAs sont respectivement de -155 et -145 dBrad^2/Hz à 10 kHz de la porteuse [II. 37]: la valeur obtenue ici est inférieure à -150 dBc ce qui est résultat très intéressant compte tenu du faible degré de maturité de la technologie [II. 38].

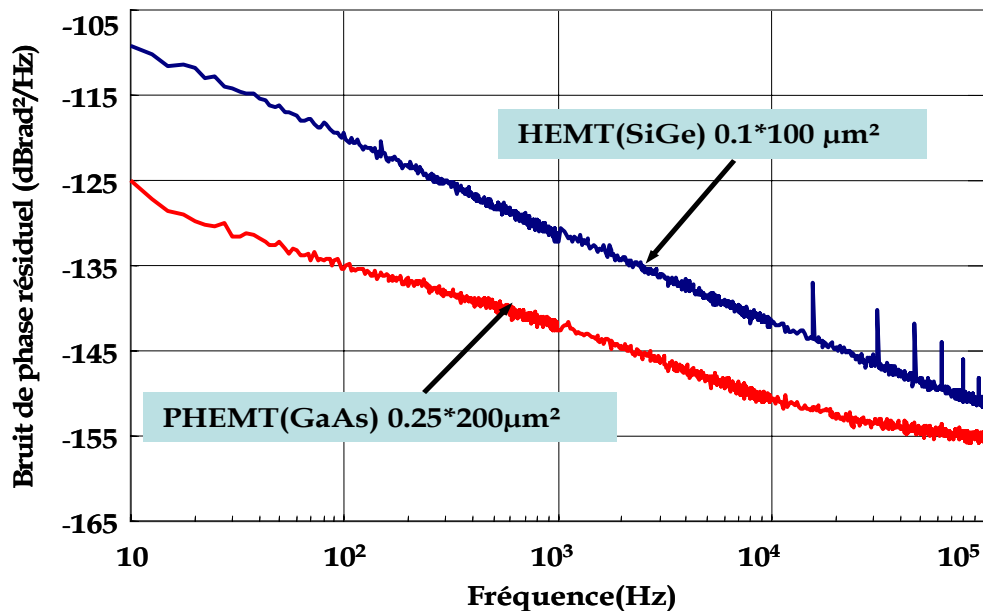


Figure 41 : Bruit de phase résiduel à 10 GHz de transistors effectué à $P_{in} = 0$ dBm , et à $V_{GS} = 0$ V .

La Figure 41 montre deux mesures de bruit de phase résiduel effectuées sur deux composants HEMT et PHEMT à $V_{GS} = 0$ V . Selon les résultats observés, le composant le plus volumineux est le moins bruyant, et il reste toujours le meilleur composant (dans la gamme des TEC sur GaAs) pour la conception d'un oscillateur à faible bruit de phase.

VI. Conclusion

Dans ce second chapitre, nous nous sommes intéressés à la caractérisation du bruit BF dans des HEMTs à canal n contraint Si/Si_{0.6}Ge_{0.4}. L'objectif a été la caractérisation des différentes sources de bruit BF susceptibles d'altérer les performances de ces composants.

Premièrement, nous avons rappelé l'intérêt pour les hautes fréquences des structures à gaz bidimensionnel d'électrons qui utilisent, pour séparer les porteurs des impuretés ionisées, une hétérojonction mettant en oeuvre couche contrainte de SiGe: cette séparation, rajoutée à l'effet bénéfique de la contrainte sur la mobilité, permet d'améliorer très sensiblement les propriétés de transport dans le silicium. Même si les composants ainsi obtenus, et dénommés MODFETs sur silicium, ont des performances encore en deçà de celles des composants III-V en termes de vitesse et d'aptitude à fonctionner aux plus hautes fréquences, ils offrent néanmoins de grandes potentialités pour une électronique HF faible coût.

La mesure, sur ces composants, de la transconductance en fonction de la polarisation pour plusieurs transistors de longueurs de grilles différentes comprises entre 0.1 et 0.5 μm , nous a permis d'en anticiper les performances HF. Ainsi nous avons évalué que, parmi les MODFETs étudiés, ceux présentant une longueur de grille de 0.1 μm pouvaient avoir une fréquence de coupure du gain en puissance de l'ordre de 100 GHz. Ce sont donc des composants aux performances HF très satisfaisantes mais néanmoins en deçà de celles des HEMTs 0.1 μm sur InP qui dépassent 300 GHz. Enfin, la caractérisation du courant de grille de ces MODFETs silicium a révélé un courant de fuite dont les origines seraient principalement un défaut d'isolation de la jonction **pn** entre les implantations sous le drain et le substrat ainsi que des fuites en surface entre les divers contacts liés à une passivation insuffisante. Ces fuites peuvent avoir un impact non négligeable sur le bruit BF étudié par la suite.

Nous avons donc analysé le bruit BF généré dans ce type de composant en nous intéressant aux bruits en courant de grille et de drain qui apparaissent sur les sorties court-circuitées du transistor utilisé en source commune.

Au niveau du drain, les mesures aux différents régimes de fonctionnement ont permis, d'une part, de mettre en évidence la contribution des régions d'accès sur le niveau de bruit mesuré du composant et d'autre part, d'émettre des hypothèses sur les origines de ce bruit. Ainsi le spectre de bruit de S_{ID} montre la superposition de deux bruits avec d'une part, du bruit en $1/f$ et d'autre part, du bruit lorentzien. Enfin, l'analyse des évolutions de ce bruit en régime ohmique en fonction de V_{GS} indique que le coefficient du bruit en $1/f$ généré dans les régions d'accès ($\alpha_h = 1.4 \cdot 10^{-3}$) est bien supérieur à celui du canal ($\alpha_h = 3.4 \cdot 10^{-5}$) ce qui laisse penser à l'existence d'un bruit de contact. En régime saturé, la contribution de la région d'accès coté source intervient de par son effet sur le gain du composant et le bruit BF reste la conjugaison de deux sources de nature différente : le bruit en $1/f$ qui pourrait être dû à des fluctuations de mobilité peu sensibles à la température et le bruit GR sensible à l'augmentation de température due à l'auto-échauffement du composant.

En ce qui concerne le niveau de ce bruit de drain en excès, les composants testés présentent des performances satisfaisantes par rapport aux structures à effet de champ III-V puisque leur rapport bruit en excès-bruit blanc est déjà sensiblement comparable pour une fréquence donnée, bien que la technologie soit encore peu mature.

Les analyses de bruit, au niveau de la grille polarisée en inverse, ont révélé qu'il existe une source de bruit à faible et une autre à fort courant inverse I_G . Ainsi, à fort courant, nous avons associé ce bruit à une fluctuation de mobilité des porteurs transitant par le substrat alors qu'à faible courant nous pensons qu'il est plutôt associé à une fluctuation de nombre de porteurs participant à une conduction par défauts en surface : il serait analogue à du bruit GR .

La cohérence entre les bruits de grille et de drain a enfin été mesurée et une valeur quasiment nulle a été observée. Elle confirme que les sources de bruit en entrée et en sortie des HEMTs utilisés en source commune n'ont pas la même origine physique. Finalement l'analyse à 10 GHz du bruit de phase résiduel a montré que ces composants se comparaient bien par rapport aux HEMTs sur GaAs.

La poursuite de cette étude passe d'abord par la disponibilité de composants à technologie stabilisée. Il faudra ensuite, sur ces derniers, vérifier la répétitivité des

comportements que nous avons observés et réaliser des mesures de bruit en température pour déterminer les caractéristiques physiques du niveau profond responsable du spectre de bruit lorentzien dans le courant de drain, s'il existe toujours. Compte tenu de l'importance des résistances série sur ce type de composant, l'analyse des sources de bruit courant-tension ramenées à l'entrée serait probablement plus pertinente et permettrait une interprétation plus aisée par rapport à celle que nous avons menée sur les bruits de grille et de drain en court-circuit à l'entrée et à la sortie.

Sur la base de la méthodologie développée dans ce chapitre, nous allons maintenant aborder l'analyse du bruit dans les HEMTs à base de GaN.

VII. REFERENCES du CHAPITRE II

- [II. 1] **M. Régis**, "Contribution à la conception des oscillateurs micro-ondes à haute pureté spectrale à base de transistors bipolaires silicium et silicium germanium", Thèse de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, N° d'ordre 3518, Octobre 1999
- [II. 2] **M. Bon, A. Scavennec**, "Transistors et circuits intégrés à hétérostructures III-V", Techniques de l'Ingénieur, traité Électronique, E 2 450, 1999.
- [II. 3] **A. Clei, G. Post**, "Les transistors à effet de champ à hétérojonction sur InP", L'écho des Recherches N° 166, 4^e Trimestre 1996.
- [II. 4] **K. Lee, M. Shur, T.J. Drummond, H. Morkoç**, " Parasitic MESFET in AlGaAs/GaAs Modulation Doped FET's and MODFET characterization", IEEE Transactions on electron Devices, Vol. ED-31, N° 1, pp. 29-35, January 1984.
- [II. 5] **R. Castagné, J.P. Duchemin, M. Gloanec, Ch. Rumelhard**, "Circuits intégrés en Arséniure de Gallium, Physique, Technologie et Règles de conception", Collection Technique et scientifique des Télécommunications, MASSON 1989.
- [II. 6] **H. Mathieu**, "Cours de Physique des semiconducteurs et des composants électroniques", édition DUNOD, Paris, 2001.
- [II. 7] **R. Plana**, " Technologies Silicium et silicium Germanium : Applications aux circuits avancés pour télécommunications ", HDR de l'Université Paul Sabatier, Toulouse, N° d'ordre 442, Janvier 2000.
- [II. 8] **Fujitsu**, "High-Electron-Mobility Transistor (HEMT)", T. Mimura et al Fujitsu Labs. Ltd, Japan Jpn. J. Appl. Phys. 19, L225 (1980)
- [II. 9] Compound Semiconductor, July 2001.
- [II. 10] **H. Dambkes, H-J. Hergoz, H. Jorke, H. Kibbel, E. Kasper**, "The SiGe n-MODFET", IEDM Tech Dig 1985 : 768.
- [II. 11] **TP. Pearsall, JC. Bean, R. People, AT. Fiory**, Proc Int Symp Si-MBE 1985 : 400.
- [II. 12] **A. Rennane, L. Bary, J. Graffeuil, R. Plana**, "DC and LFN characteristics of SiGe n-MODFET's ", European Microwave Week (Amsterdam), October 2004.

- [II. 13] **M. Enciso Aguilar, M. Rodriguer, N. Zerounian, F. Aniel, T. Hackbarth, H-J. Herzog, U. König, S. Mantl, B. Holländer, D. Chrastina, G. Iselle, H. von. Känel, M. Oehme**, "Strained Si HFETs for microwave applications : state of the art further approaches"
- [II. 14] **Mauro A. Enciso Aguilar**, "Analyse expérimentale et modélisation électrique de n-HFET et p-HFET sur SiGe", Thèse de Doctorat de l'université Paris Sud, 2003.
- [II. 15] **M. Zeuner, T. Hackbarth, M. Enciso-Aguilar, F. Aniel, H. von. Känel**, "Sub-100 Gate Technologies for Si/SiGe - Buried Channel RF Devices", Jap. Appl. Physics. Vol. 42, pp 2363-2366, 2003.
- [II. 16] **König U, Zeuner M, Höck G, Hackbarth T, Glück M, Ostermann T, Saxarra M**, " n and p-type SiGe HFETs and circuits ", Solid State Electronics, 1999, Vol. 43, pp. 1383-1388.
- [II. 17] **C.Z. Cil, S. Tansal**, " An new model for MODFET's", IEEE Electron Devices Letters, Vol. EDL-6, N°. 8, pp. 434-436, August 1985.
- [II. 18] **K. Lee, M. Shur, T.J. Drummond, H. Morkoç**, " Curent-Voltage and Capacitance-Voltage characteristics of MODFET's", IEEE, Transactions on Electron Devices, Vol. ED-30, N°. 3, pp. 207-211, March 1983.
- [II. 19] **K. Parck and K.D. Kwack**, " A model for current-voltage characteristics of MODFET's", IEEE, Transactions on Electron Devices, Vol. ED-33, N°. 5, pp. 673-676, May 1986.
- [II. 20] **M.A. Py, H-J. Buehlmann**, "Evidence for screening effects on 1/f noise in GaAs/AlGaAs MODFET's", J. Appl. Phys. Vol. 80, N°. 3, pp. 1583-1593, August 1996.
- [II. 21] **M. Valenza, J.C. Vildeuil, D. Rigaud**, "Conduction and low frequency channel noise of GaAs based pseudomorphic high electron mobility transistors", Journal of Applied Physics, vol. 91, n° 5, pp. 3318-3323, march 2002.
- [II. 22] **R. Castagné, J.P. Duchemin, M. Gloanec, Ch. Rumelhard**, "Circuits intégrés en Arséniure de Gallium, Physique, Technologie et Règles de conception", Collection Technique et scientifique des Télécommunications, MASSON 1989.

- [II. 23] **A. Pénarier, S.G. Jarrix, C. Delseny, F. Pascal, J.C. Vildeuil, M. Valenza, D. Rigaud**, "Low Frequency Noise in III-V high-speed devices", IEE Proc. -Circuits Devices syst. Vol. 149, N° 1, pp. 59-67. February 2002.
- [II. 24] **Kallfass et al.**, " Large-Signal modeling including low frequency dispersion of n-channel SiGe MODFETs and MMIC applications", Solid State Elec, Vol. 48, pp. 1433-1441, 2004.
- [II. 25] **M. Valenza, J.C. Vildeuil, D. Rigaud**, "Conduction and low frequency channel noise of GaAs based pseudomorphic high electron mobility transistors", Journal of Applied Physics, Vol. 91, N° 5, pp. 3318-3323, march 2002.
- [II. 26] **Y. Maneglia**, "Analyse en Profondeur des Défauts de l'Interface Si-SiO₂ par la Technique du Pompage de Charges", Thèse de Doctorat de l'institut National Polytechnique de Grenoble, Décembre 1998.
- [II. 27] **A. Pillonnet, R. Ongaro, M. Garoun**, "Modèle de diélectrique associant les effets Poole-Frenkel et Maxwell-Wagner", Journal. Physique III, pp. 885-898, Juin 1992.
- [II. 28] **J-M. Peransin, P. Vignaud, D. Rigaud, L.K.J. Vandamme**, "1/f Noise in MODFET's at Low Drain Bias ", IEEE, Transactions on Electron Devices, Vol. 37, N°. 10, pp. 2250-2253, October 1990.
- [II. 29] **FN. Hooge, TGM. Kleinpenning, L.K.J. Vandamme**, "Experimental studies on 1/f noise", Reports of Progress of Physics, 44:481-532, 1981.
- [II. 30] **N. SAYSSET, C. Maneux, N. Labat, A. Touboul, Y. Danto, J.M. Dumas**, "LF Excess Noise Analysis of AlGaAs/GaAs and AlGaAs/ InGaAs/ GaAs HEMTs", Jour. Physics III France 5, pp. 509-517, January 1995.
- [II. 31] **J.I. Lee, J. Brini, A. Chovet, C.A. Dimitriadis**, "On 1/f' noise in semiconductor devices", Solid State Electronics, Vol. 43, pp. 2181-2183, July 1999.
- [II. 32] **T.G.M. Kleinpenning**, "Low Frequency Noise in Schottky Barrier Diodes", Solid State Electronics, Vol. 22, N° 2, pp121-128, 1979.

[II. 33] **C. Meva'a, X. Letartre, P. Rojo-Romero, P. Viktorovitch**, "Low temperature MBE grown AlInAs : investigation of current voltage and low frequency noise behaviour of Schottky diodes", *Solid-State Electronics*, Vol. 41, N° 6, pp. 857-864, July 1997.

[II. 34] **L. Bary**, "Caractérisation et modélisation du bruit basse fréquence de composants bipolaires micro-ondes : application à la conception d'oscillateurs à faible bruit de phase", Thèse de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, N° d'ordre 1658, Décembre 2001.

[II. 35] **G. Cibiel, O. Llopis, J.B. Juraver, M. Régis, R. Plana, Y. Kersalé**, "Métrologie de composants silicium-germanium à très faible bruit de phase et applications", 12èmes Journées Nationales Microondes (JNM'2001), Poitiers, Mai 2001.

[II. 36] **G. Cibiel**, "Contribution à l'analyse d'amplificateurs micro-ondes à très faible bruit de phase. Applications à la réalisation d'une source à très haute pureté spectrale en bande C", Thèse de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, N° d'ordre 3534, Décembre 2003.

[II. 37] **O. Llopis**, "Approche Théorique et expérimentale du bruit de phase des oscillateurs micro-ondes", Habilitation à Diriger des Recherches de Laboratoire d'Analyse et d'architecture des Systèmes du CNRS, N° d'ordre 475, Juillet 2000.

[II. 38] **A. Rennane, L. Bary, G. Cibiel, O. Llopis, T. Hackbarth, J. Graffeuil, R. Plana**, "Noise behavior of SiGe n-MODFETs" accepted for publication, in the proceedings of the ISTDM (special issue of "Materials Science in Semiconductor Processing") August 2004.

Chapitre III Etude de Bruit Basse Fréquence dans les Transistors à Effet de champ à Base de GaN

I. Introduction

Les transistors à effet de champ de type HEMTs à base de nitrures de gallium (AlGaN/GaN) présentent de nombreux avantages (tension de claquage élevée, fonctionnant dans le domaine des hyperfréquences, excellente conductivité thermique, ...) en tant que dispositifs électroniques destinés à fonctionner à haute puissance et haute température. Des travaux présentés dans la référence [III. 1] montrent de très bonnes performances vis-à-vis des propriétés thermiques. D'autres publications rapportent d'excellentes performances en terme de fréquence d'utilisation et en terme de puissance aux fréquences micro-ondes.

Cependant, leurs performances sont affectées par divers effets parasites comme l'effondrement du courant suite à l'application prolongée d'une forte tension ("current collapse"), des effets de coude ou encore des courants de fuite au niveau des grilles des transistors. Dans la majorité des cas, les raisons invoquées sont essentiellement des niveaux de pièges présents dans les couches épitaxiales constituant le dispositif.

Dans ce chapitre, nous présentons une étude des propriétés électriques et en bruit basse fréquence (BF) sur des composants HEMT's sur GaN en partenariat avec le Centre de Recherche sur l'Hétéro Epitaxie et ses Applications (CRHEA) de Valbonne, Thalès Research Technology (TRT) et l'IEMN. Le chapitre débute par l'exposé de généralités sur le Nitrure de Gallium ainsi qu'une rapide description des composants étudiés. Dans la suite du chapitre, nous nous focaliserons sur les propriétés statiques des composants ainsi que sur leurs propriétés en bruit BF afin d'identifier les mécanismes produisant les fluctuations électriques en BF et de pouvoir proposer, soit des solutions pour les minimiser, soit des modèles équivalents qui pourront être introduits dans des simulateurs de circuit et qui seront utilisés pour la conception de fonctions non linéaires micro-ondes à faible bruit de phase. L'idée générale est de dire que ce type de filière technologique sera peut être le candidat idéal pour la réalisation de têtes de réception (émetteurs et récepteurs) à hautes performances (incluant le bruit) pour des applications sensibles ou en milieu hostile.

II. Généralités sur le GaN

Dans cette partie, nous décrivons de façon succincte les propriétés physiques, thermiques, électriques et optiques du Nitrure de Gallium (GaN) et leur impact sur les performances des HEMTs à base de GaN.

II.1. Propriétés physiques

II.1.1. Structure cristalline

La forme cristalline stable du GaN est hexagonale comme le montre la *Figure 42*. Les paramètres de maille les plus couramment obtenus à température ambiante sont $a = b = 0.318$ nm et $c = 0.518$ nm.

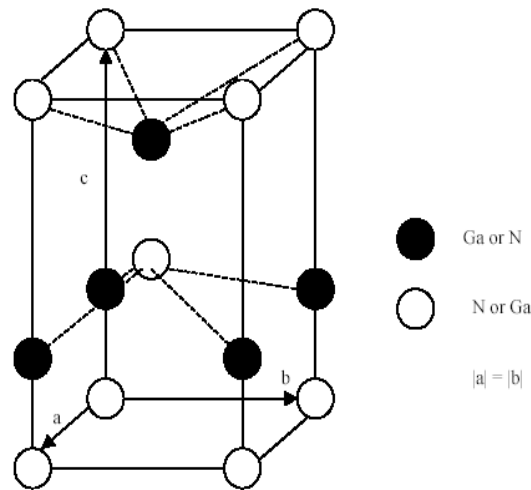


Figure 42 : Structure cristalline du Nitrure de Gallium (GaN).

II.1.2. Propriétés thermiques

Des travaux de recherche antérieurs [III. 2] rapportent une conductivité thermique du Nitrure de Gallium (GaN) de l'ordre de $1.3 \text{ W.cm}^{-1}\text{.K}^{-1}$ qui est très proche des valeurs obtenues dans le cas du silicium. Si l'on compare par rapport à d'autres matériaux, on peut constater qu'elle est trois fois plus grande que celle de l'Arséniure de Gallium ou celle du saphir, mais trois fois plus faible que celle du carbure de silicium SiC. Cette notion est capitale pour les applications où une forte dissipation de chaleur produite par le composant est nécessaire. C'est le cas en particulier des transistors de puissance.

II.1.3. Propriétés électriques

Le grand gap du GaN présente certes des avantages en terme de coefficient d'ionisation par impact, de puissance mais, présente également quelques désavantages comme :

- des densités intrinsèques de porteurs extrêmement faibles (compensés généralement par des effets piézoélectriques dans les dispositifs de type HEMT),
- des performances en terme de mobilité des porteurs plus faibles que dans l'arséniure de gallium, en raison notamment des masses effectives qui sont plus grandes.

Différents mécanismes limitent la mobilité et, suivant la température, chacun d'eux peut jouer un rôle déterminant. À basse température, la diffusion par les impuretés neutres ou chargées domine. La mobilité dépend alors de la qualité du matériau. À température moyenne, ce sont les phonons acoustiques via le potentiel de déformation et le champ piézoélectrique, particulièrement important dans le cas du GaN en raison du caractère fortement ionique des liaisons, qui domine. Enfin, au-delà de la température ambiante, ce sont les phonons optiques qui limitent le plus la mobilité.

III. Présentation des HEMTs GaN

III.1. Composants sur saphir

Les HEMTs AlGaN/GaN sur substrat saphir de notre étude sont composés d'une hétéro structure constituée d'une couche dopée $\text{Al}_{0.27}\text{Ga}_{0.73}\text{N}$ de 30 nm d'épaisseur et d'une couche non dopée GaN de 3 μm d'épaisseur, la structure épitaxiale étant réalisée par MOCVD (Metal Organic Chemical Vapor Deposition). Les contacts ohmiques de source et de drain sont réalisés à partir de couches composites de type Ti/Al/Ni/Au. La diode Schottky est réalisée par une couche de type Pt/Au. Le transistor est ensuite fabriqué à partir d'une structure mesa. Les transistors non passivés montés en source commune possèdent deux doigts de grille, et présentent différentes longueurs de grille ($L_G = 0.3, 0.5, 1, 1.5, 2 \mu\text{m}$) et largeurs de

grille ($W_G = 25, 50, 75 \mu\text{m}$). Sur la *Figure 43*, nous donnons une vue en coupe d'un transistor HEMT AlGa_{0.27}N/GaN sur substrat saphir.

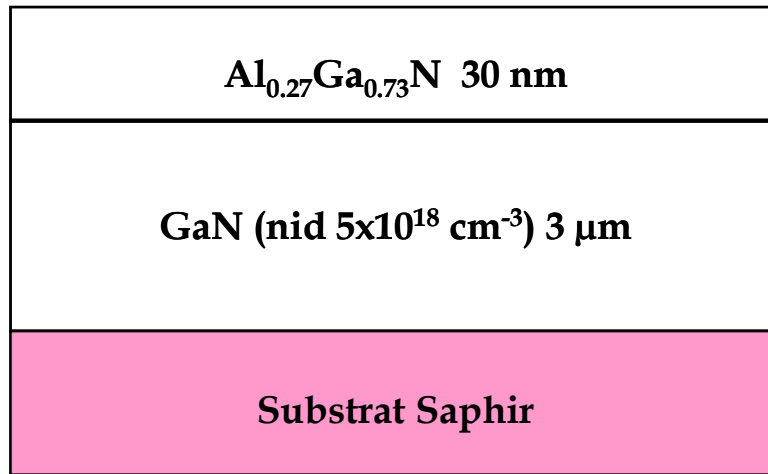


Figure 43 : Structure épitaxiale des HEMTs étudiés sur saphir.

III.2. Composants sur silicium

La *Figure 44* montre une vue en coupe schématique des HEMTs d'AlGa_{0.27}N/GaN sur substrat de silicium. La structure a été réalisée sur du silicium (111) par la technique MBE (Molecular Beam Epitaxy) ou épitaxie par jets moléculaires qui est une technique de croissance sous ultraviolet. La structure se compose d'un substrat de silicium avec une résistivité qui varie entre 400 et 1000 $\Omega\cdot\text{cm}$, d'une couche mince d'AlN/GaN, d'une couche non intentionnellement dopée (nid) de GaN d'épaisseur de 2 μm , et d'une couche d'Al_xGa_{1-x}N à modulation de dopage, où x représente la fraction molaire d'aluminium. Dans notre cas elle est de l'ordre de 27% et cette couche a une épaisseur de 30 nm. Ces transistors ont été passivés avec une couche d'oxyde (SiO_2) (1000 Å)/ Si_3N_4 (500 Å). Les dispositifs étudiés présentent une longueur de grille de 0.5 μm et une largeur de grille de 50 μm avec deux doigts de grille. La distance entre la grille et la source est de 1 μm et l'espace grille-drain est de 2.5 μm . Ces transistors ont été caractérisés dans le domaine micro-ondes et ils présentent une fréquence de transition d'environ 16 GHz et une fréquence maximale d'oscillation de 37 GHz.

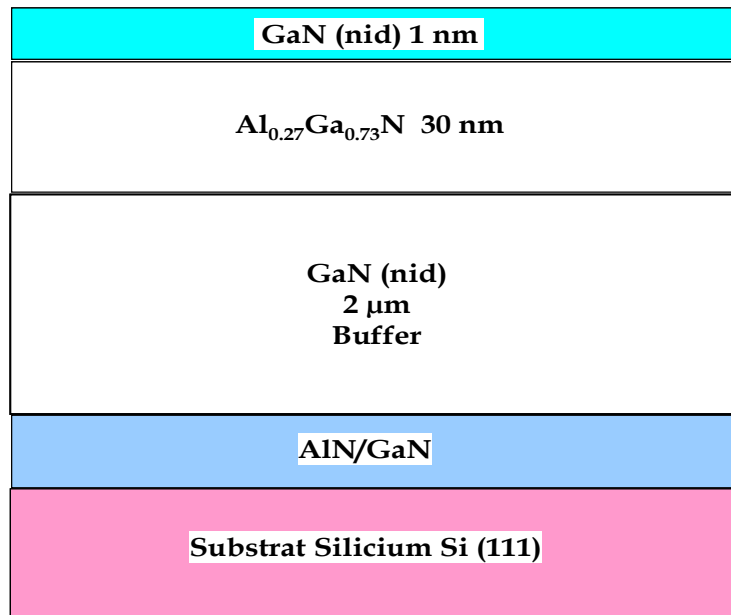


Figure 44 : Vue en coupe schématique de la structure des HEMTs sur substrat de silicium.

IV. Caractéristiques statiques

IV.1. Composants sur saphir

Les résultats que nous allons présenter ont été obtenus par l'utilisation d'un banc de mesures statiques décrit au premier chapitre. Parmi tous les paramètres statiques existants, nous avons choisi d'étudier le réseau direct de sortie $I_D = f(V_{DS})$ à tension grille source (V_{GS} constante) et la transconductance des transistors (g_m) à V_{DS} constante en fonction de V_{GS} .

IV.1.1. Réseau direct

La Figure 45 représente la caractéristique de sortie d'un transistor réalisé avec une grille de longueur de $0.5 \mu\text{m}$ et de largeur de $50 \mu\text{m}$. Le transistor a une tension de pincement de -3.75 V et présente un courant de drain maximum de l'ordre de 400 mA/mm pour une tension de drain de 4 V . Les électrons du canal sont alors thermalisés sur les niveaux de plus basse énergie et restent localisés dans le puits quantique associé à l'hétérojonction, le gaz d'électrons est purement bidimensionnel.

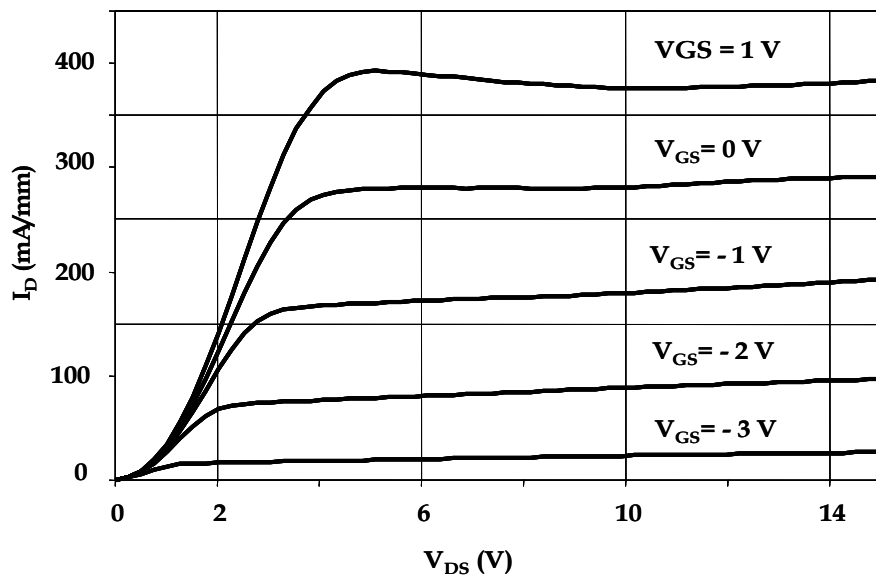


Figure 45 : caractéristiques I-V d'un HEMT AlGaIn/GaN sur saphir pour les dimensions de la grille ($L_G = 0.5 \mu\text{m}$ et $W_G = 50 \mu\text{m}$).

Nous observons aussi, des pentes négatives pour $V_{GS} = 1 \text{ V}$, qui apparaissent lorsque le courant de drain devient important : elles résultent d'une diminution de la mobilité à forte champ des porteurs associés à l'échauffement du canal.

IV.1.2. La transconductance

Cette grandeur, est un élément principal du transistor, qui traduit le contrôle du courant de drain par la tension de grille pour une tension de drain constante. Dans notre cas, la transconductance du composant étudié est maximum pour $V_{GS} = 0.5 \text{ V}$ et $V_{DS} = 6 \text{ V}$, sa valeur est $g_m = 120 \text{ mS/mm}$. La tension de pincement est de -3.75 V .

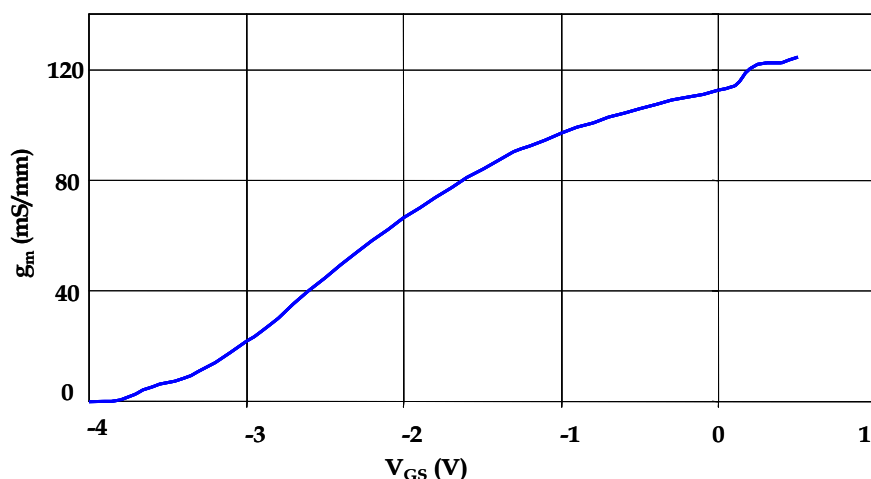


Figure 46 : Transconductance d'un HEMT AlGaIn/GaN avec $L_G = 0.5 \mu\text{m}$ et $W_G = 50 \mu\text{m}$.

Nous allons présenter dans ce qui suit, les caractéristiques de HEMT, cette fois-ci, sur substrat silicium

IV.2. Composants sur silicium

IV.2.1. Réseau direct et transconductance

Nous présentons sur la *Figure 47* le réseau direct $I_D = f(V_{DS})$ à V_{GS} constante, ainsi que la transconductance en fonction de la tension de commande de grille à V_{DS} constante. Les résultats indiquent une tension de pincement de -3.5 V et un courant de drain maximum de l'ordre de 350 mA/mm pour une tension drain-source de 5 V. Dans le cas du HEMT sur silicium, la transconductance du composant étudié est maximum pour $V_{GS} = 0.5$ V et $V_{DS} = 6$ V : sa valeur est $g_m = 100$ mS/mm.

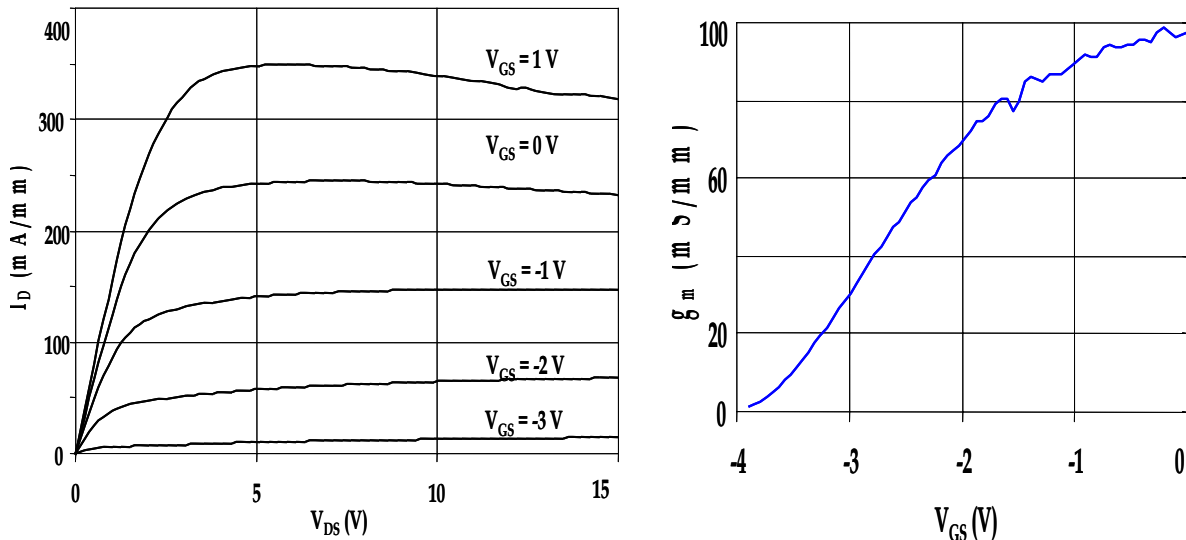


Figure 47 : caractéristiques I-V et la transconductance d'un HEMT AlGaIn/GaN sur silicium pour des dimensions de la grille ($L_G = 0.5 \mu m$ et $W_G = 50 \mu m$).

En comparant les valeurs du courant de drain et la transconductance, nous remarquons que le HEMT sur substrat saphir possède une transconductance et un flux d'électrons circulant dans le canal plus important que ceux obtenus dans le cas d'un HEMT sur substrat de silicium.

IV.2.2. Courant de grille

Nous présentons sur la *Figure 48* l'évolution du courant de fuite sur la grille en fonction de la tension V_{DS} pour des tensions V_{GS} fixes pour un composant sur substrat saphir. Nous observons un comportement conventionnel pour ce courant de

grille avec des valeurs maximales de l'ordre de 60 nA donc environ 1 nA/ μm^2 . Il faut souligner à ce stade que la filière à base de substrat de silicium présente des niveaux de fuite de grille beaucoup plus importants. A ce jour, la seule explication concernant les différences observées entre les filières de composants à base de substrats saphir et silicium réside dans la maturité technologique qui n'est pas la même. En effet, la filière sur silicium est plus récente que la filière saphir, ce qui explique qu'elle présente pour l'instant des performances inférieures. Deux origines principales peuvent contribuer à la variation observée du courant I_G dans la Figure 48, l'une est liée à la densité des porteurs dans le canal (i.e. I_D), tandis que l'autre est liée au champ électrique, essentiellement V_{DG} . Ce dernier point peut expliquer le croisement des courbes $I_G(V_{GS})$, selon la prépondérance des sources dans le dispositif ($V_{DG} \approx 5$ V).

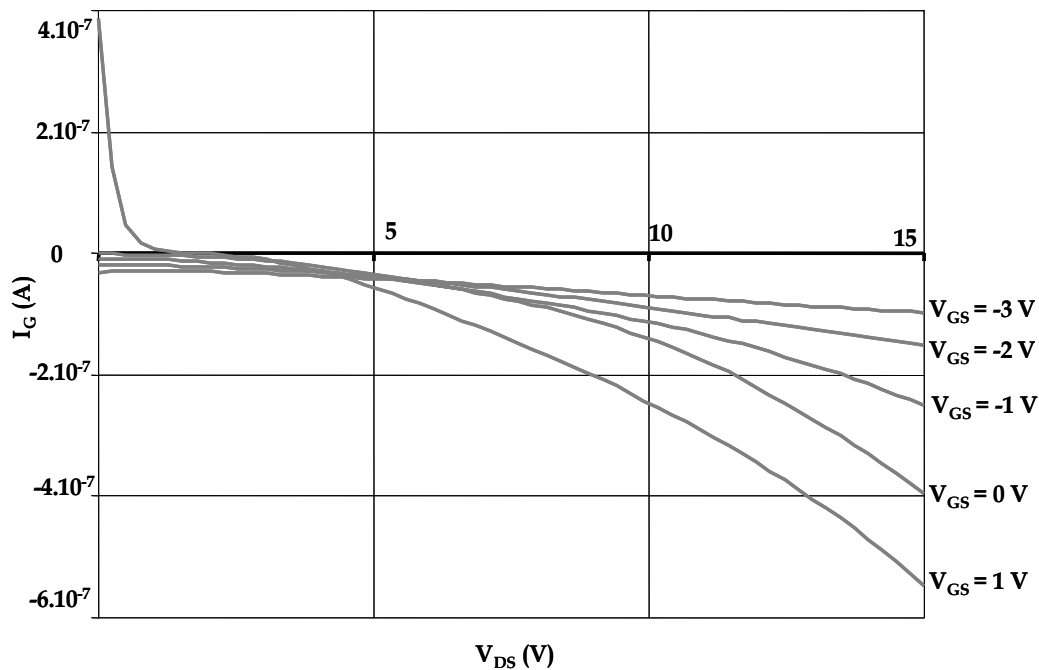


Figure 48 : Variation du courant de fuite I_G en fonction de V_{DS} à V_{GS} constante pour des dimensions de la grille ($L_G = 0.5 \mu\text{m}$ et $W_G = 50 \mu\text{m}$).

Dans le tableau ci-dessus, nous avons récapitulé les résultats des grandeurs statiques pour les deux types de composants étudiés, sur substrat saphir et silicium, l'aire de la grille pour les deux composants est identique égale à $0.5 \times 2 \times 50 \mu\text{m}^2$.

Les grandeurs statiques	HEMT sur Substrat Saphir	HEMT sur Substrat silicium
Passivation	non passivés	passivés
I_D (mA/mm)	400	350
I_{DSS} (mA/mm)	270	250
V_T (V)	-3.75	-3.5
g_{max} (mS/mm)	120	100
I_G (μ A)	0.3 - 0.5	30 - 80

Tableau 3 : Valeurs statiques d'un HEMT, avec ($L_G * W_G = 0.5 * 2 * 50 \mu m^2$).

I_D représente le courant maximum circulant dans le drain pour $V_{GS} = 1$ V, I_{DSS} courant de saturation de drain pour $V_{GS} = 0$ V, et I_G représente le courant de fuite.

Après l'étude des propriétés statiques des HEMTs à base des nitrures, nous allons poursuivre par l'étude de leurs propriétés vis-à-vis du bruit BF.

V. Etude du bruit BF

Rappelons qu'une étude exhaustive du comportement en bruit d'un transistor (qui est un quadripôle) est effectuée à partir de la mesure de deux générateurs de bruit équivalents incluant leur corrélation. La caractérisation en bruit dépend de la configuration choisie pour le réseau bruyant. Bien sûr, le comportement en bruit reste identique quelle que soit la configuration choisie et il existe des équations qui permettent de passer d'une configuration à l'autre. Nous allons débuter cette partie par une étude comparative des mesures effectuées à base des deux bancs exposés au premier chapitre de ce manuscrit. Afin de faire cette vérification, nous avons utilisé les équations de passage d'une représentation de bruit parallèle à une représentation en chaîne. Nous avons annexé à la fin de ce manuscrit, les équations de passage.

$$S_I = S_{IG} \quad \text{III. 1}$$

$$S_V = \frac{S_{ID}}{g_m^2} \quad \text{III. 2}$$

Rappelons, que les deux bancs de mesure de bruit BF sont, d'une part, le banc conventionnel basé sur la technique des impédances multiples suivi d'une procédure d'extraction numérique des générateurs équivalents de bruit en tension et en courant ramenés à l'entrée du dispositif incluant la corrélation et, d'autre part, le banc

utilisant les amplificateurs transimpédances (TIA) consistant en une caractérisation directe des générateurs de bruit en courant à l'entrée et à la sortie du composant incluant encore la corrélation.

V.1. Densité spectrale en courant

La première vérification que nous avons effectuée concerne le bruit en courant associé aux fluctuations du courant de grille qui a été mesuré de façon directe et de façon indirecte à partir de la relation III.1. Les conditions de polarisation ont été les mêmes pour les mesures effectuées sur les deux bancs, c'est à dire $V_{DS} = 6\text{ V}$, $V_{GS} = -2\text{ V}$, $I_D = 9\text{ mA}$ et $I_G = -50\text{ nA}$. Les évolutions fréquentielles de S_I et de S_{IG} , sont reportées sur la Figure 49, cet exemple de courbe a été obtenu pour un composant dont les dimensions de la grille sont ($L_G = 0.5\text{ }\mu\text{m}$ et $W_G = 50\text{ }\mu\text{m}$).

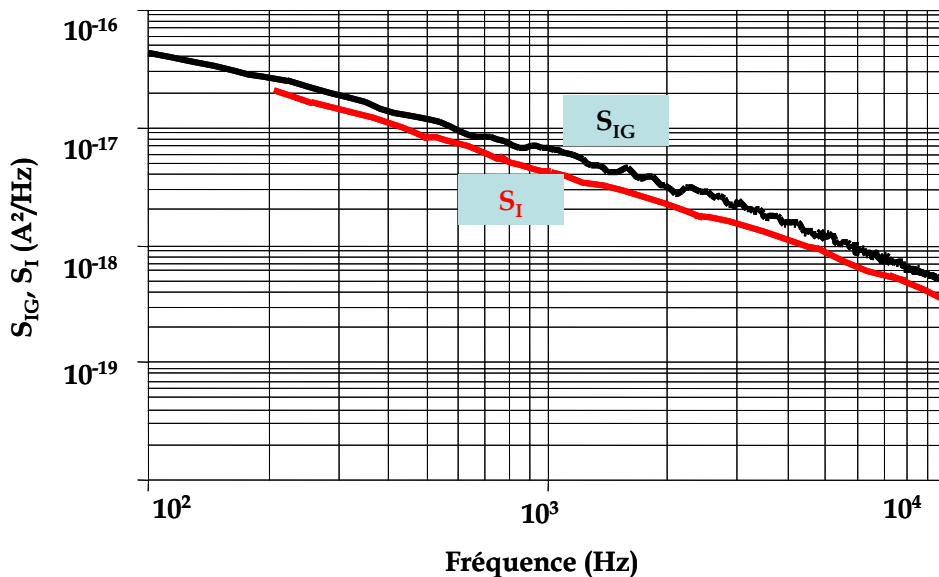


Figure 49 : Comparaison des spectres S_I mesurée avec la technique des impédances multiples en gris et S_{IG} mesurée avec la technique TIA en noir.

Nous observons, un très bon accord sur toutes les mesures où les niveaux mesurés et les dépendances fréquentielles des spectres de bruit, sont identiques, puisqu'on relève des différences maximales de l'ordre de 15% [III. 7]. Ceci est une marge d'erreur tout à fait acceptable pour des mesures de bruit BF. Nous avons effectué plusieurs tests pour différents points de polarisation : il a été observé toujours un excellent accord, ce qui donne une validation supplémentaire de nos méthodes de mesures et d'extraction des sources de bruit aux basses fréquences.

V.2. Densité spectrale en tension et quelques vérifications

Pour ce qui concerne la vérification de la densité spectrale du générateur de bruit en tension ramené à l'entrée qui est associé aux fluctuations du courant de drain, elle est obtenue à partir de la relation III. 2. La Figure 50 présente les évolutions fréquentielles de S_V et de S_{ID}/g_m^2 . Les conditions de polarisation sont les mêmes que précédemment c'est à dire $V_{DS} = 6$ V, $V_{GS} = -2$ V, $I_D = 9$ mA et $I_G = -50$ nA.

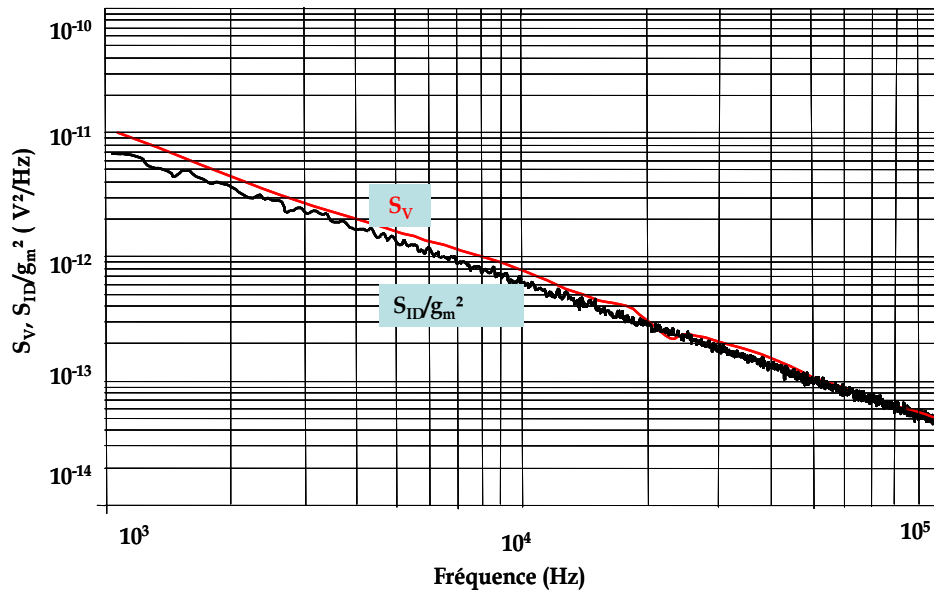


Figure 50 : Comparaison des spectres S_V mesurée avec la technique des impédances multiples en gris et S_{ID}/g_m^2 mesurée avec la technique des transimpédances en noir, pour un composant dont les dimensions de la grille sont ($L_G = 0.5 \mu\text{m}$ et $W_G = 50 \mu\text{m}$).

Nous pouvons constater dans ce cas encore qu'il y a un très bon accord entre la méthode d'extraction des générateurs de bruit directe et celle indirecte, ce qui nous permettra d'utiliser l'une ou l'autre méthode pour l'analyse du comportement en bruit des composants de notre étude.

Enfin, afin de pouvoir étudier la corrélation entre les générateurs de bruit en utilisant la méthode directe, il est indispensable d'utiliser les deux TIA simultanément et il faut s'assurer que cette configuration ne perturbe pas le bruit résiduel du banc de test. Pour cela, nous avons comparé sur les Figure 51 et Figure 52, les spectres de bruit obtenus à partir de configuration en véritable court circuit (c'est-à-dire en utilisant un seul TIA à la fois) et dans une configuration utilisant les deux TIA, qui est indispensable pour la mesure de la corrélation. Nous pouvons constater sur les figures que les différentes configurations ne ramènent pas de sources de bruit

excédentaires, ce qui nous montre que nous pourrions mesurer la corrélation des générateurs de bruit.

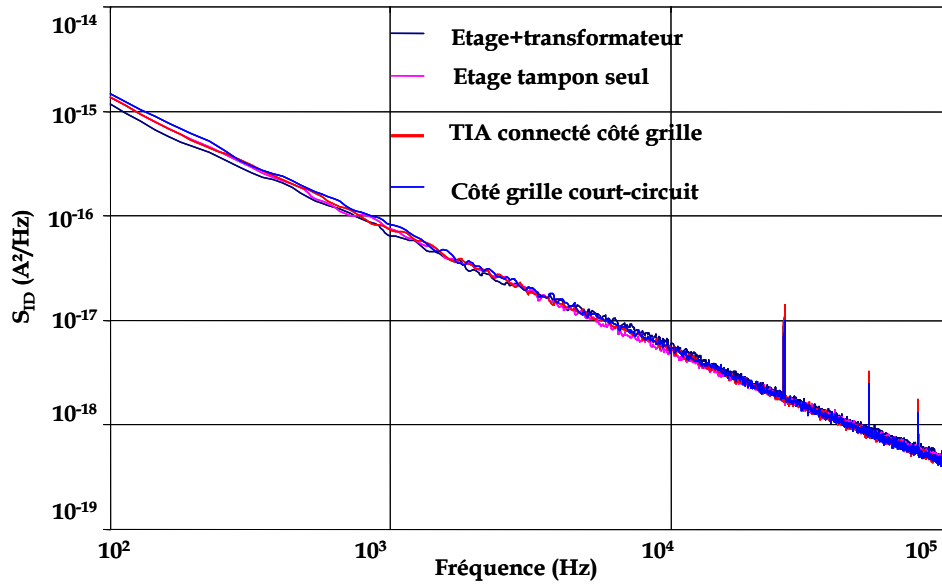


Figure 51 : comparaison des niveaux de S_{ID} pour quatre configurations différentes pour un composant de dimension de grille ($L_G = 0.5 \mu m$ et $W_G = 50 \mu m$).

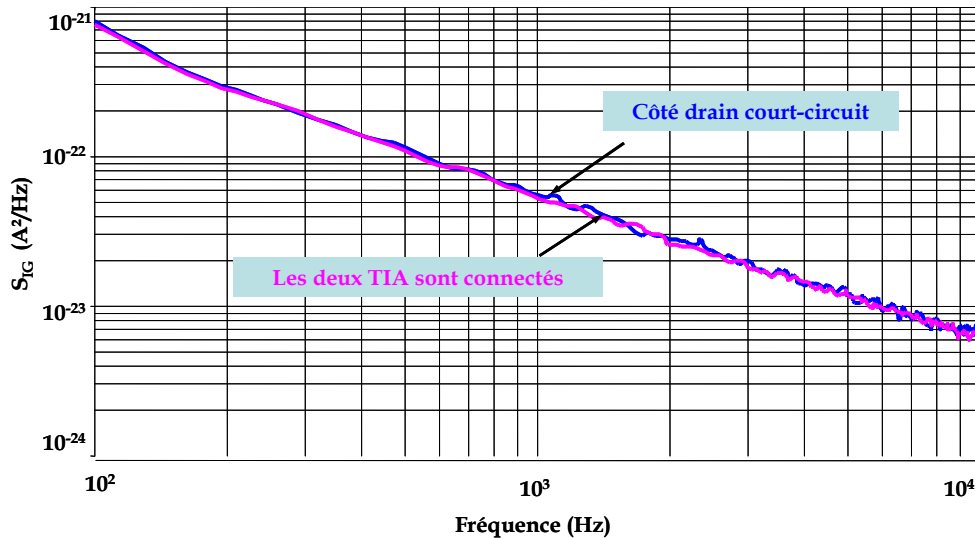


Figure 52 : comparaison des niveaux de S_{IG} pour deux configurations différentes pour un composant de dimension de grille ($L_G = 0.5 \mu m$ et $W_G = 50 \mu m$).

Il faut enfin souligner que les vérifications ont été également validées pour des composants de dimensions de grille différentes ainsi que pour une large gamme de polarisation. Nous allons dans la suite nous intéresser aux propriétés en bruit des composants en étudiant successivement le bruit associé au courant de drain, le bruit

associé au courant de grille et les phénomènes de corrélation entre ces deux générateurs.

V.3. Le bruit associé au courant de drain

L'étude du bruit associé aux fluctuations du courant de drain a été conduite suivant deux directions simultanément. La première direction a consisté à effectuer une analyse en fonction de la polarisation et la seconde a concerné une analyse de l'impact de la géométrie sur la signature en bruit BF des composants. L'analyse en fonction de la polarisation a été menée en distinguant les deux régimes de fonctionnement du transistor que sont le régime ohmique et le régime saturé.

V.3.1. Analyse du bruit BF en régime ohmique

Avant de passer à l'étude de la variation de S_{ID} en fonction de la tension V_{GS} qui nous donnera une idée générale sur la localisation des zones de sources de bruit dans les HEMTs, nous rappelons ici la théorie de base, en se referant aux travaux effectués par Peransin [III. 9] et Van Meer [III. 10], qui ont proposé une méthode d'analyse pour l'identification des zones sources de bruit, en excluant les contributions des résistances d'accès.

Lorsque le transistor fonctionne dans le régime ohmique, son schéma équivalent électrique est donc une résistance « équivalente » qui peut être divisée en trois résistances en série notées R_{ch} , R_{S1} , et R_{S2} . Chacune de ces résistances correspond à une région particulière du transistor, R_{S1} traduit le contact associé à la région d'accès source-grille, R_{ch} résistance du canal, et R_{S2} à son tour traduit le contact associé à la région d'accès grille-drain, la seule résistance qui dépend des conditions de polarisation est donc R_{ch} . La résistance totale équivalente du transistor s'exprime comme suit :

$$R_T = R_{ch} + R_{S1} + R_{S2} = R_{ch} + R_S \quad \text{III. 3}$$

nous pouvons écrire la résistance du canal sous la forme :

$$R_{ch} = \frac{L_G |V_{off}|}{\mu_n q n_s W_G V_{GS}} \quad \text{III. 4}$$

avec,

L_G, W_G : représentent la longueur et la largeur de la grille,

n_s : la concentration superficielle des électrons dans le gaz-2D (cm^{-2}) lorsque la tension $V_{GS} = |V_{off}|$.

μ_n, q représentent la mobilité et la charge électrique respectivement.

Aux basses fréquences, on peut considérer que le bruit en $1/f$ sera prépondérant vis-à-vis des composantes de bruit de diffusion ou de bruit thermique. Par conséquent, la densité spectrale totale des fluctuations de résistance (S_{RT}) est égale à la somme des deux densités spectrales associées aux deux résistances si l'on suppose que les sources de bruit en $1/f$ associées aux fluctuations de résistances dans le canal et dans les zones d'accès sont non corrélées. La densité spectrale totale s'exprime par la relation suivante :

$$S_{RT} = S_{R_{ch}} + S_{R_S} = \frac{\alpha_{ch} R_{ch}^2}{N_{ch} f} + \frac{\alpha_s R_S^2}{N_s f} \quad \text{III. 5}$$

où α_{ch} et α_s , sont les paramètres de Hooge caractérisant le bruit en $1/f$ associé aux fluctuations de la résistance du canal et aux fluctuations des résistances d'accès, R_T , R_{ch} et R_s , sont respectivement la résistance totale entre la source et le drain, la résistance du canal, et la résistance cumulée des deux zones d'accès. N_{ch} et N_s représentent les quantités de charges libres qui passent à travers ces deux sources de bruit.

De façon générale, la fluctuation relative de la résistance totale du canal est égale à la fluctuation relative du courant de drain comme exprimée dans la relation ci-dessous :

$$\frac{S_{ID}}{I_D^2} = \frac{S_{RT}}{R_T^2} = \frac{S_{R_{ch}} + S_{R_S}}{(R_{ch} + R_S)^2} \quad \text{III. 6}$$

A partir de cette relation, nous pouvons constater que la mesure des fluctuations du courant de drain en fonction des conditions de polarisations (qui auront un impact sur les caractéristiques de transport) nous permettra d'avoir une signature sur la localisation des différentes sources de bruit ainsi que les éventuelles prépondérances de l'une vis-à-vis de l'autre. Nous allons débiter l'étude par l'analyse de l'impact de la tension de contrôle du transistor sur les fluctuations du courant de drain.

V.3.1.1. Etude de S_{ID} en fonction de V_{GS}

L'étude a été conduite sur plusieurs transistors présentant des géométries différentes. Nous présenterons ici les résultats typiques obtenus sur un composant dont l'air de la grille est de $2 \times 50 \times 0.5 \mu\text{m}^2$. Les mesures ont été effectuées sur les deux types de composants dont nous disposons :

- des composants sur un substrat de saphir,
- des composants sur un substrat de silicium.

Les mesures de bruit ont été effectuées pour une tension drain-source de l'ordre de 0.5 V afin d'être en régime ohmique. Nous avons reporté sur la *Figure 53*, la variation de la densité relative de bruit en courant côté drain S_{ID}/I_D^2 en fonction de $V_{GS} - V_T$ pour la même géométrie. Les niveaux de bruit en $1/f$ ont été relevés à 2.5 kHz.

Les résultats de la *Figure 53* montrent des différences entre la signature en bruit des deux filières de composants. En effet, nous distinguons trois régions d'évolutions pour les composants sur saphir, et seulement deux régions pour les composants sur silicium.

- Aux faibles polarisations, nous observons une pente de - 1,
- Aux polarisations intermédiaires, nous observons une pente de - 3,
- Aux fortes polarisations, un plateau est observé pour les composants sur saphir.

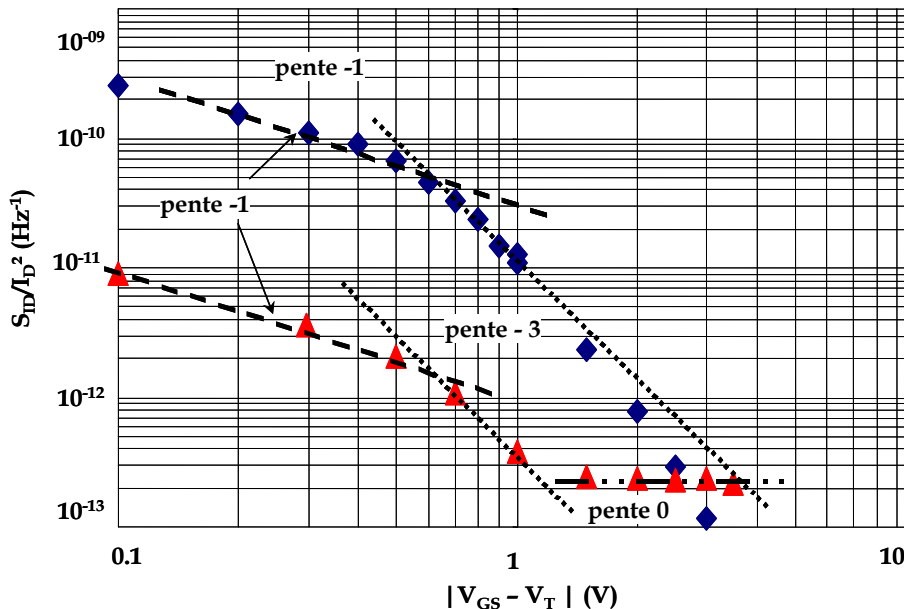


Figure 53 : Densité spectrale relative en fonction de $(V_{GS} - V_T)$ en régime ohmique à $f = 2.5 \text{ kHz}$, ▲ HEMT sur substrat saphir, ◆ HEMT sur substrat silicium.

Ce comportement est analysé à l'aide de l'équation III. 6 et en considérant que les sources de bruits en $1/f$ associées au gaz-2D et aux résistances d'accès obéissent à la loi empirique de Hooge :

$$\frac{S_{ID}}{I_D^2} = \frac{S_R}{R^2} = \frac{\alpha_H}{fN} \quad \text{III. 7}$$

Lorsque le modèle linéaire de contrôle de charges est valide [III. 11].

$$Q_s = qn_s = \frac{\epsilon}{d_D + d_e} (V_{GS} - V_T) \quad \text{III. 8}$$

dans laquelle, d_D et l'épaisseur de la couche de donneurs, et d_e l'épaisseur de l'espaceur.

La variation de la fluctuation totale relative de R_{ch} dépend de $V_{GS} - V_T$, si bien que la densité spectrale des fluctuations totales de résistance peut s'écrire :

$$S_{Rch} = \frac{\alpha_{ch} R_{ch}^2}{N_{ch} f} \propto (V_{GS} - V_T)^{-3} \quad \text{III. 9}$$

À l'inverse, $V_{GS} - V_T$ ne contrôle ni la résistance ni le nombre de charges qui traversent les résistances d'accès, S_{RS} est indépendante de V_{GS} .

$$S_{RS} = \frac{\alpha_s R_S^2}{N_S f} \propto (V_{GS} - V_T)^0 \quad \text{III. 10}$$

En étudiant les évolutions de la résistance totale drain-source en fonction de la quantité $(V_{GS} - V_T)$, comme nous l'avons dit auparavant, nous pouvons discuter sur trois cas.

1. S_{RT} et R_T sont dominées par le bruit et la résistance du canal ($S_{Rch} > S_{RS}$ et $R_{ch} > R_S$), soit alors :

$$\frac{S_{ID}}{I_D^2} \cong \frac{S_{Rch}}{R_{ch}^2} \propto (V_{GS} - V_T)^{-1} \quad \text{III. 11}$$

Ce comportement a été observé pour les fortes polarisations de grille.

2. S_{RT} est majoritairement associé aux fluctuations de résistances dans le canal R_{ch} mais R_T est dominée par les résistances d'accès. ($S_{Rch} > S_{RS}$ cependant $R_S > R_{ch}$), si bien que :

$$\frac{S_{ID}}{I_D^2} = \frac{S_{Rch}}{R_{ch}^2} \propto (V_{GS} - V_T)^{-3} \quad \text{III. 12}$$

Ce comportement a été observé aux polarisations intermédiaires de grille.

3. Finalement, S_{RT} et R_T peuvent être dominées par S_{RS} et R_S ($S_{RS} > S_{Rch}$ et $R_S > R_{ch}$), si bien que :

$$\frac{S_{ID}}{I_D^2} = \frac{S_{acc}}{R_{acc}^2} \propto (V_{GS} - V_T)^0 \quad \text{III. 13}$$

Ce comportement a été observé pour le HEMT sur substrat saphir aux faibles polarisations de grille lorsque le canal est peu commandé. Par contre, pour le HEMT sur silicium, nous n'observons pas un niveau indépendant de $V_{GS} - V_T$. Ceci semble indiquer que les composants sur substrat de silicium sont moins affectés par des sources de bruit en $1/f$ liées au contact ou tout au moins que ces sources de bruit ne sont pas majoritaires.

Selon le type de variation trouvée sur les courbes extraites de la *Figure 53*, il est donc, possible d'identifier les régions du transistor qui contribuent le plus au bruit total mesuré entre le drain et la source. En résumé :

$$\frac{S_{ID}}{I_D^2} \propto (V_{GS} - V_T)^{-1} \text{ et } \frac{S_{ID}}{I_D^2} \propto (V_{GS} - V_T)^{-3} : \text{ le bruit provient du canal (défaut entre}$$

l'interface des contacts source drain, et source grille).

$$\frac{S_{ID}}{I_D^2} \propto (V_{GS} - V_T)^0 : \text{ le bruit provient des résistances d'accès.}$$

Nous voulons souligner que le comportement observé sur les HEMTs à base de nitrures de gallium est similaire à celui observé dans le cas d'autre composants à effet de champ [[III. 12]-[III. 15]], ce qui montre qu'il ne semble pas y avoir de comportement marginal du à l'utilisation de matériaux différents ni même au fait que les composants à base de GaN ont des bandes interdites plus importantes et sont affectés à la fois par de nombreux pièges ainsi que par des effets piézoélectriques. Ceci semble indiquer que ces filières pourront donner lieu à des composants aux performances attrayantes à la fois en terme de puissance, de fiabilité (aux agressions) qu'en terme de performances en bruit BF. Après cette première étude sur les contributions en bruit des diverses régions du transistor où nous avons mis en

évidence, qu'aux faibles valeurs de $V_{GS}-V_T$, le bruit était majoritairement généré dans le canal alors que pour les fortes valeurs de $V_{GS}-V_T$, le bruit est majoritairement généré dans les zones d'accès du transistor, nous nous sommes intéressés aux propriétés intrinsèques en bruit du transistor qui peuvent être analysées à partir du coefficient de Hooge. Ceci fait l'objet du prochain paragraphe.

V.3.1.2. Coefficient de Hooge

Nous avons calculé le coefficient de Hooge, en régime ohmique pour les composants sur substrat silicium, en nous basant sur la relation empirique [III. 16] :

$$\alpha_H = \frac{S_{ID} f}{I_D^2} \frac{L_G^2}{q\mu R_{DS}} \quad \text{III. 14}$$

Nous avons relevé une valeur de l'ordre de 1.10^{-3} . Pour des HEMTs AlGaIn/GaN sur substrat carbure de silicium SiC rencontré dans la littérature [III. 17], il est reporté des valeurs plus basses de l'ordre de 1.10^{-4} . Cette valeur plus élevée pourrait être due à la densité de dislocation plus importante dans le canal du dispositif ce qui implique α_H plus élevé [III. 18]. L'étude a montré que le coefficient est indépendant du potentiel donc du champ électrique, et qu'il constitue bien un paramètre significatif du comportement en bruit en $1/f$ du composant pour les faibles valeurs du champ électrique (régime ohmique). Des résultats similaires ont été trouvés dans la référence [III. 19]. Dans le paragraphe suivant, nous allons nous intéresser aux différences de comportement entre le régime ohmique et le régime saturé afin d'obtenir des informations supplémentaires sur les mécanismes produisant le bruit. Le bruit identifié est celui du canal sous la grille pour le composant de longueur de grille de $0.1 \mu\text{m}$.

V.3.1.3. Etude de S_{ID} en fonction de V_{DS}

Nous avons effectué des mesures de S_{ID} en fonction de V_{DS} en gardant V_{GS} constante de l'ordre de 0 V . La *Figure 54* montre les évolutions fréquentielles des spectres de bruit mesurés pour un HEMT sur substrat saphir. Nous pouvons constater que le niveau de bruit BF augmente lorsque la tension drain-source augmente. Nous relevons que la variation fréquentielle du bruit s'écarte de la théorie

puisque nous trouvons des pentes du coefficient de la composante de bruit en $1/f$ de l'ordre de 1.2. Ce type de comportement indique que la répartition des niveaux de pièges actifs dans la structure n'est plus uniforme lorsque la tension drain source augmente. Une des raisons possible concerne la modification de la hauteur de barrière entre la couche donneuse d'électrons et le canal où se forme le gaz bidimensionnel qui va se traduire par l'apparition d'une conduction simultanée dans le gaz-2D et dans la couche AlGaN [III. 20]. Ce mode de fonctionnement hybride se traduit par l'apparition de sources de bruit additionnelles liées à la conduction dans une zone dopée où les interactions sont plus importantes et où l'influence des niveaux de pièges sera plus importante [III. 21]. En particulier, nous avons mis en évidence que ce phénomène était dû au bruit généré à l'interface entre la couche de GaN et celle d'AlGaN.

Enfin, nous voulons souligner que les structures à base de substrat de saphir ou de silicium ont montré des signatures en bruit BF semblables du point de vue de l'amplitude des sources.

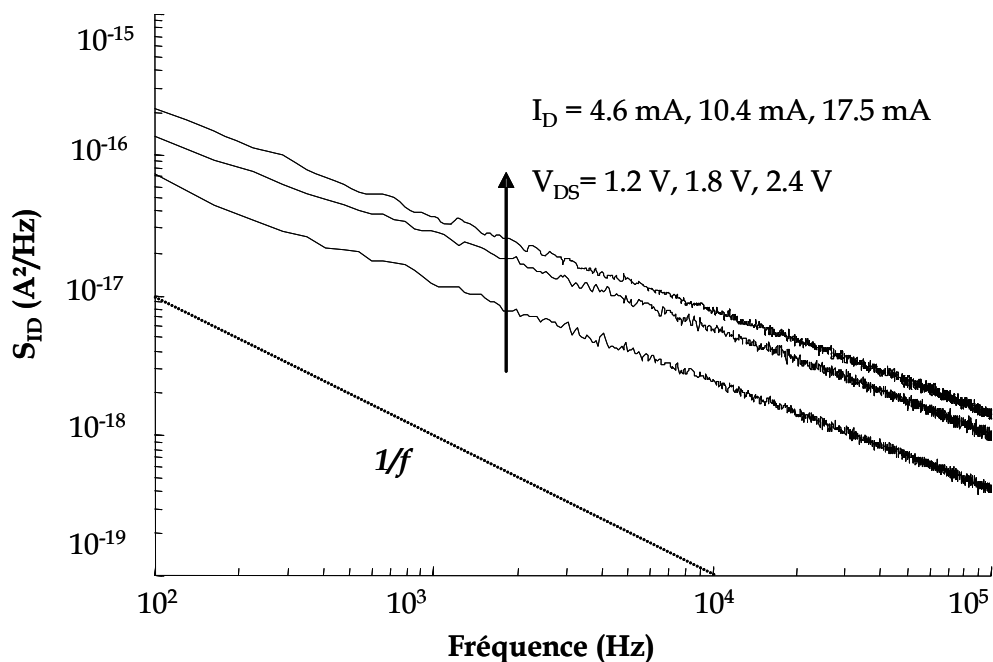


Figure 54 : S_{ID} en fonction de V_{DS} à $V_{GS} = 0$ V en régime ohmique pour un composant de dimension de grille ($L_G = 0.5 \mu\text{m}$ et $W_G = 50 \mu\text{m}$) sur substrat saphir.

V.3.2. Analyse du bruit BF en régime saturé

Nous allons maintenant nous intéresser à l'analyse du bruit en régime de saturation. L'étude a été menée sur des composants sur substrat de saphir et sur substrat de silicium en faisant varier à la fois la tension drain source et la tension grille source. Pour davantage de clarté, nous avons décidé de présenter cette étude sous la forme d'une surface de bruit relevée à 10 kHz et paramétrée en fonction des valeurs de tension de polarisation appliquées au composant. La *Figure 55* donne l'évolution de S_{ID} , en faisant varier à la fois V_{GS} et V_{DS} à 10 kHz. Nous pouvons constater que le bruit est davantage affecté par les variations de la tension grille source que par les variations de la tension drain source. Ce comportement est cohérent avec les observations précédentes, en particulier dans le régime statique. En effet, il a été montré que le courant de drain variait peu avec la tension drain source et comme un grand gap se traduit par une réduction significative des phénomènes d'ionisation par impact, il est normal d'avoir des évolutions du bruit minimales avec la tension V_{DS} .

En ce qui concerne les évolutions du bruit BF en fonction de la tension de contrôle grille source, nous observons un maximum de bruit aux alentours d'une valeur de la tension grille source égale à $-1V$. Si l'on étudie les évolutions de la transconductance en fonction de la tension grille source, on s'aperçoit qu'elle augmente lorsque $V_{GS}-V_T$ croît ce qui devrait correspondre à une augmentation monotone du bruit en sortie, du moins si le bruit généré au sein du composant ne diminue pas. C'est effectivement ce que l'on observe jusqu'à une certaine valeur de $V_{GS}-V_T$.

Au-delà de cette valeur, deux phénomènes interviennent qui expliquent la diminution du bruit en sortie :

- 1- la transconductance subit une légère saturation qui va limiter l'amplification du bruit observé en sortie,
- 2- l'impact du bruit du canal diminue au profit du bruit dans les parties résistives dont l'amplitude est plus faible.

Il n'en reste pas moins que les résultats obtenus montrent que le bruit dans le canal reste quand même la source principale de bruit en excès car c'est elle qui fixe le

niveau de bruit global du composant pour la plupart des régimes de polarisation. Cela montre que les efforts doivent être portés à ce niveau en premier lieu.

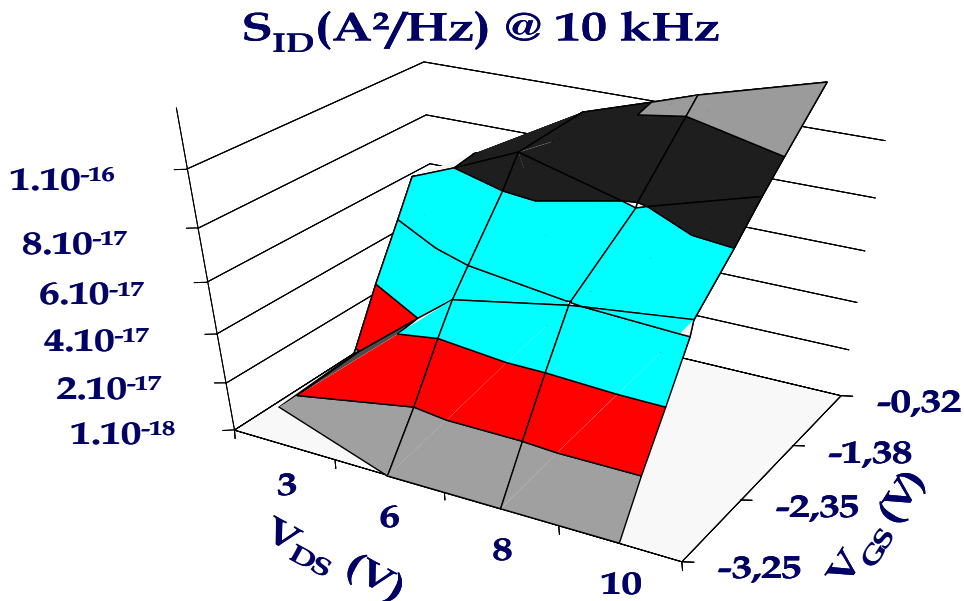


Figure 55 : S_{ID} en fonction de V_{GS} et de V_{DS} à 10 kHz pour un composant dont les dimensions de la grille sont ($L_G = 0.5\ \mu m$ et $W_G = 50\ \mu m$) sur substrat saphir.

À ce niveau là, nous observons une surface de bruit quasiment identique en amplitude pour les composants sur silicium ($0.5*2*50\ \mu m^2$) et pouvons conclure que les phénomènes de bruit sont de même nature

V.3.3. Evolution du bruit en fonction de la géométrie

Dans cette partie nous allons étudier le comportement en bruit BF en fonction des dimensions géométriques des transistors. Nous avons choisi d'étudier le bruit à partir du générateur de bruit en tension ramené à l'entrée qui est une quantité souvent utilisée par les concepteurs de circuit à faible bruit de phase. L'étude a donc été conduite par l'intermédiaire de la mesure des évolutions fréquentielles des fluctuations du courant de drain et de la mesure de la transconductance afin de pouvoir obtenir la représentation du bruit en tension ramené à l'entrée du composant (S_{ID}/g_m^2). L'évolution du bruit en tension ramené à l'entrée en fonction du développement de grille (la longueur de grille étant maintenue constante à $L_G = 0.5\ \mu m$) est rapportée sur la Figure 56. Les mesures ont été effectuées à $V_{DS} = 6\text{ V}$ et $V_{GS} = -2\text{ V}$.

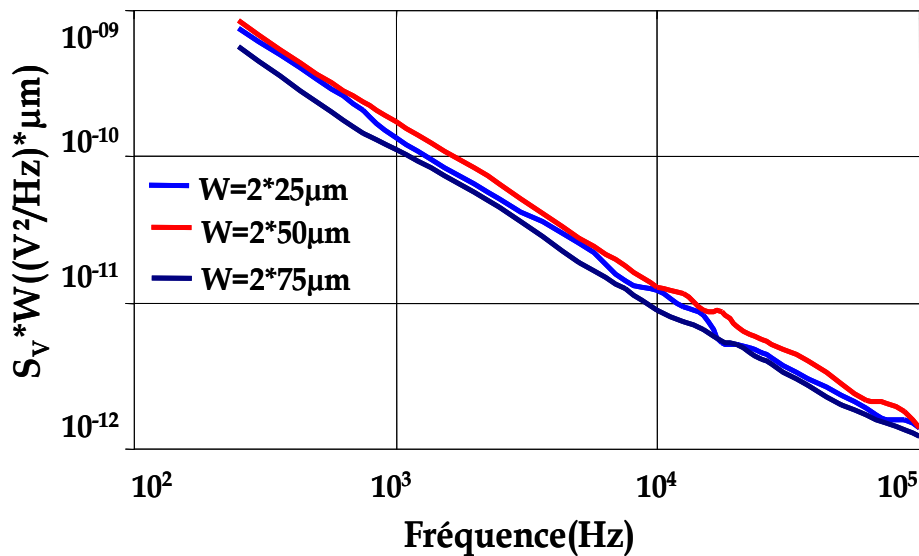


Figure 56 : S_V en fonction de la largeur de la grille W_G pour $L_G = 0.5 \mu m$

Les résultats indiquent une augmentation du bruit lorsque le développement de grille diminue ce qui est corrélé avec des sources de bruit localisées dans le volume de la zone active. Ce comportement suggère que l'effet de surface ne joue pas un rôle important dans le bruit global généré dans le transistor. Le même comportement a été observé lorsque la largeur de grille est maintenue constante et que l'on fait varier la longueur de la grille [[III. 20] - [III. 22]]. En effet, la Figure 57 présente l'évolution du bruit à 1kHz en fonction de la longueur de grille et les résultats montrent une variation en $1/L_G$, ce qui confirme nos hypothèses de bruit généré dans le canal sous la grille qui est un comportement que l'on retrouve également dans les composants à effet de champ sur silicium.

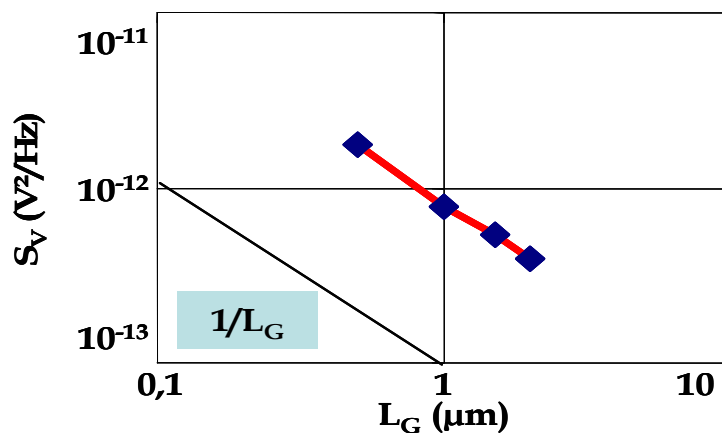


Figure 57 : S_V en fonction de L_G pour $W_G = 2*50 \mu m$ à 1 kHz.

Nous allons dans la suite du chapitre nous intéresser aux fluctuations du courant de grille.

V.4. Le bruit associé au courant de grille

V.4.1. Etude de S_{IG} en fonction de V_{GS}

Sur la *Figure 58* nous avons rapporté, pour un HEMT de largeur de grille $W_G=2*50 \mu\text{m}$ et de longueur $L_G = 0.5 \mu\text{m}$, les évolutions fréquentielles des fluctuations du courant de la grille en faisant varier la tension V_{GS} et en gardant la valeur de la tension V_{DS} constante à 6 V. Les résultats nous indiquent que le niveau de bruit augmente avec $|V_{GS}|$. Nous pouvons corrélérer cette augmentation de bruit au niveau de la grille avec l'augmentation observée du courant de fuite sur la grille quand $|V_{GS}|$ augmente. Nous pouvons également constater que le bruit est de type $1/f$.

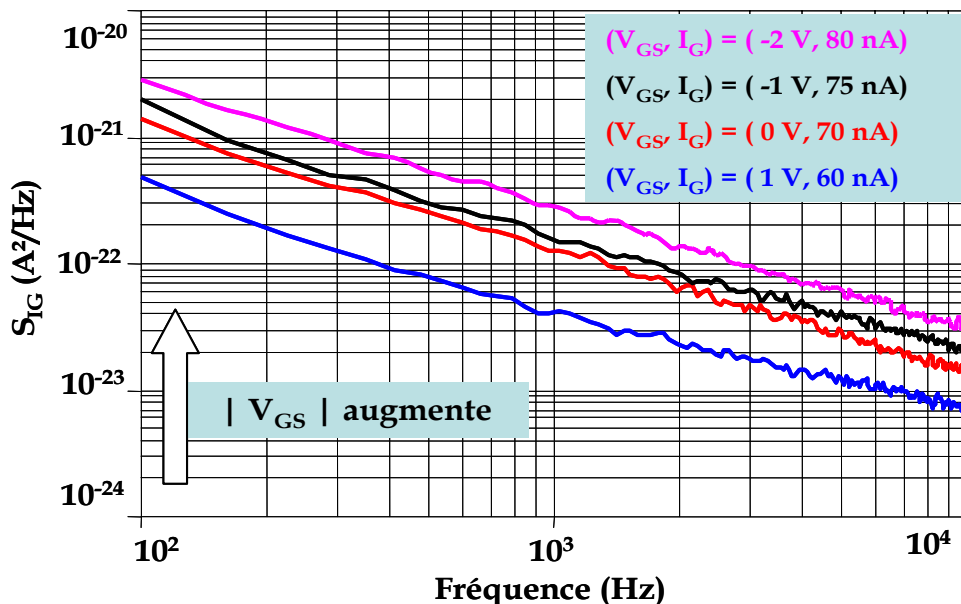


Figure 58 : S_{IG} en fonction de tension V_{GS} dans le régime saturé pour des dimensions de la grille ($L_G = 0.5 \mu\text{m}$ et $W_G = 50 \mu\text{m}$) sur substrat saphir.

Il faut souligner que nous avons trouvé un comportement similaire pour les HEMTs sur substrat silicium qui ont été présentés au chapitre 2. Afin d'obtenir une description plus exhaustive de ce comportement en bruit, nous avons étudié les évolutions de la densité spectrale associée aux fluctuations du courant de grille en fonction du courant statique de grille.

V.4.2. Etude de S_{IG} en fonction de I_G

La *Figure 59* présente l'évolution du bruit en courant sur la grille du transistor à 10 kHz (S_{IG}) en fonction du courant de grille I_G . Nous voyons apparaître deux

régions distinctes : l'une pour les faibles valeurs de courant de grille où S_{IG} varie linéairement avec I_G et l'autre pour des valeurs du courant de fuite plus importantes où (S_{IG}) présente une dépendance quadratique avec I_G .

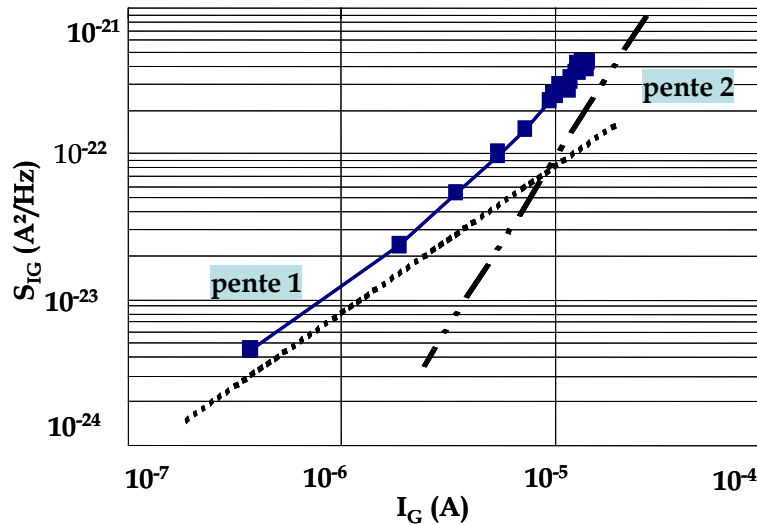


Figure 59 : S_{IG} à 10 kHz en fonction de I_G pour des dimensions de la grille ($L_G = 0.5 \mu\text{m}$ et $W_G = 50 \mu\text{m}$) sur substrat silicium.

Dans le premier cas, on peut trouver une analogie avec le comportement en bruit en $1/f$ d'une diode polarisée en inverse qui varie linéairement avec I_G s'il est imputable à des fluctuations de mobilité [III. 25]. Dans le second cas, le bruit est dû à la fluctuation de nombre de porteurs de charges participant à la conduction et il varie avec le carré de I_G . À partir de ces observations préliminaires, nous avons proposé une modélisation électrique de ce comportement en bruit BF à partir des relations suivantes :

$$S_{IG} = K^- \cdot \frac{I_G}{f} \quad \text{III. 15}$$

avec K^- paramètre du bruit en $1/f$ aux faibles courants

$$S_{IG} = K^+ \cdot \frac{I_G^2}{f} \quad \text{III. 16}$$

avec K^+ paramètre du bruit en $1/f$ aux forts courants

Ces deux paramètres permettent aux concepteurs de circuits de prendre en compte le bruit associé au courant de grille. Les résultats obtenus sont en accord avec le modèle proposé par Meva'a et ses co-auteurs [III. 26]. Nous pouvons donc conclure que le bruit associé au courant de grille du composant peut avoir deux origines. Une,

davantage associée à des fluctuations de mobilité à faible polarisation et une autre source de bruit associée à des fluctuations du nombre de porteurs probablement dues à des phénomènes de piégeages et dépiégeages.

Dans la suite, nous allons nous intéresser à la corrélation entre les générateurs de bruit, ce qui permettra de pouvoir obtenir des renseignements complémentaires sur la localisation des sources de bruit.

V.5. La résistance optimale

Afin de comparer l'influence de bruit au niveau de la grille sur le bruit généré dans le drain, nous avons calculé un coefficient de bruit appelé la résistance optimale notée R_{opt} et donnée par :

$$R_{opt} = \sqrt{\frac{S_V}{S_I}} = \frac{I}{g_m} \sqrt{\frac{S_{ID}}{S_{IG}}} \quad \text{III. 17}$$

Sur la *Figure 60*, nous présentons R_{opt} en fonction de la fréquence, sa valeur est environ 60 k Ω (valeur en BF) qui indique que le bruit au niveau de la grille joue un rôle important dans le bruit global généré dans le transistor, puisque habituellement, nous rapportons des valeurs comprises entre quelques M Ω et 10 M Ω pour des TECs sur GaAs.

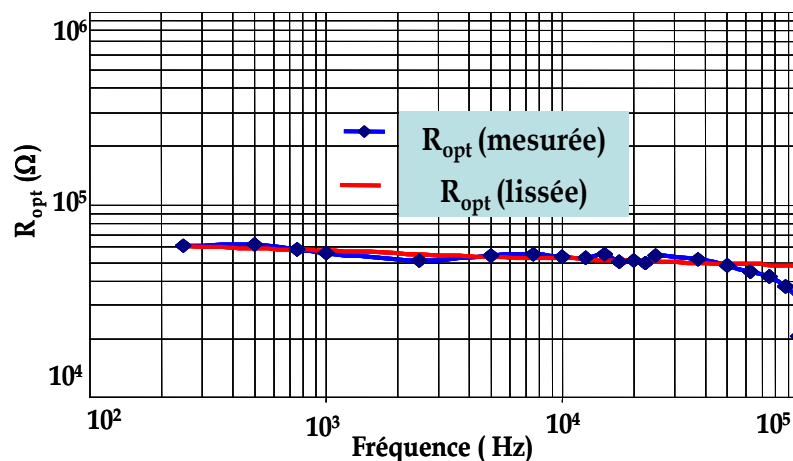


Figure 60 : R_{opt} en fonction de la fréquence pour un composant de dimension de grille ($L_G = 0.5 \mu m$ et $W_G = 50 \mu m$).

Cette première observation indique que les générateurs de bruit doivent être optimisés et en particulier celui associé aux fluctuations du courant de grille qui, si son amplitude diminue, induira par une forte augmentation du paramètre R_{opt} une

sensibilité plus faible du composant aux impédances de terminaison à l'entrée du composant. Ceci est très important pour les aspects circuits.

A l'issue de cette première phase d'analyse des générateurs de bruit, nous avons décidé d'étudier la corrélation entre ces générateurs, ce qui fait l'objet du prochain paragraphe.

V.6. Cohérence

Divers auteurs ont souligné l'importance de la mesure de la cohérence entre les deux générateurs de bruit, au niveau de la grille et du drain [[III. 27]- [III. 29]]. Expérimentalement, nous nous sommes placés dans les conditions requises et vérifiées dans le paragraphe V.2, permettant de mesurer directement la cohérence, c'est-à-dire que nous avons diminué de façon très importante le bruit associé aux instruments de mesure pour n'étudier que les sources de bruit du composant. La gamme de fréquences a été maintenue entre 100 Hz et 100 kHz. A titre d'exemple, il est reporté sur la *Figure 61* une mesure de la cohérence pour un HEMT sur substrat silicium.

Cette valeur de la cohérence indique une faible corrélation entre les deux sources de bruit. Nous avons trouvé le même comportement pour toutes les polarisations étudiées et pour les autres HEMTs sur saphir.

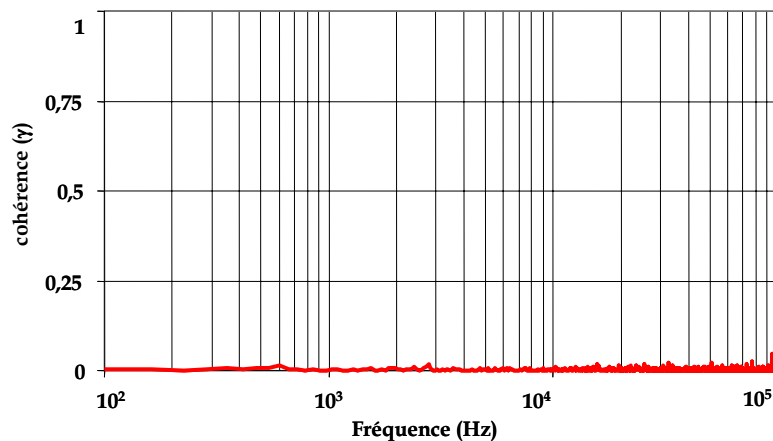


Figure 61 : spectre de cohérence d'un HEMT sur substrat silicium pour des dimensions de la grille ($L_G = 0.5 \mu\text{m}$ et $W_G = 50 \mu\text{m}$).

Les résultats que nous observons confirment que les deux générateurs de bruit en courant à l'entrée et à la sortie du composant sont quasiment indépendants, ce qui est défavorable pour le comportement en bruit mais ce qui est prometteur pour le futur.

En effet, on peut espérer diminuer l'un ou l'autre des générateurs et cela va se traduire par des améliorations notables du bruit. En particulier, le bruit généré au niveau de la grille est actuellement le verrou principal à lever pour ces filières technologiques.

VI. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une étude du bruit BF des composants HEMTs à base de GaN sur substrat de saphir et de silicium.

L'étude du bruit BF a montré qu'au niveau des fluctuations du courant de drain, il y avait existence de plusieurs sources de bruit localisées dans les régions d'accès et dans le canal du transistor. Nous avons de plus montré que les phénomènes de surface ne se traduisaient pas par une composante additionnelle de bruit. Au niveau du bruit BF associé aux fluctuations du courant de grille, nous avons mis en évidence qu'il s'agissait d'un verrou technologique à lever et qu'il faudrait diminuer d'au moins une décade l'amplitude du bruit en $1/f$ dans la grille. Enfin, l'analyse de la corrélation a révélé que les sources de bruit à l'entrée et à la sortie de ces composants étaient quasi indépendantes, ce qui est un résultat important et qui n'a à notre connaissance jamais été reporté sur des composants à base de GaN. Cela montre également qu'il faudra minimiser plusieurs sources et non pas une.

VII. REFERENCES du CHAPITRE III

- [III. 1] **W.L. Pribble, J.W. Palmour, S.T. Sheppard, R.P. Smith, S.T. Allen, T.J. Smith, Z. Ring, J.J. Sumarkeris, A.W. Saxler, J.W. Milligan**, "Applications of SiC MESFETs and GaN HEMTs in Power Amplifier Design ", Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International, Vol. 3, pp. 1819-1822, June 2002.
- [III. 2] **J. Y. Duboz**, "Matériaux semi-conducteurs à grand gap III-V à base de GaN", Techniques de l'ingénieur, traité électronique, pp. 1-23, E 1995.
- [III. 3] **H. Mathieu**, "Physique des semiconducteurs et des composants électroniques atériaux semi-conducteurs à grand gap III-V à base de GaN", Techniques de l'ingénieur, traité électronique, pp. 1-23, E 1995.
- [III. 4] **R. Castagné, J.P. Duchemin, M. Gloanec, Ch. Rumelhard**, "circuits intégrés en GaAs, physique, technologie et règles de conception ", Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Masson 1989.
- [III. 5] **A.W. Hughes, C.M. Snowden**, "Nonlinear Charge Control in AlGaAs/GaAs Modulation-Doped FET's", IEEE Transactions on Devices, Vol. ED-34, N° 8, pp. 1671-1625, August 1987.
- [III. 6] **T. Lucas**, "Vers la Cryoélectronique ultra sensible: Etude expérimentale des caractéristiques statiques et du bruit en 1/f du HEMT à 4.2 K", Thèse de l'Université Paris 7.
- [III. 7] **A. Rennane, L. Bary, J.G. Tartarin, R. Plana, J. Graffeuil**, "Noise assessment of Gallium Nitride Structures", Response to ESA call, September 2003.
- [III. 8] **E.P. Vandamme, L.K.J. Vandamme**, "Critical discussion on Unified 1/f Noise Models for MOSFETs", IEEE Transactions on electron devices, vol. 47, no. 11, pp. 2146-2152, November 2000.
- [III. 9] **J. M. Peransin, P. Vignaud, D. Riaud, L. K. J. Vandamme**, "1/f noise in MODFET's at low drain bias", IEEE Trans on Electron Devices, Vol. 37, N°. 10, pp. 2250-2252, October 1990.

- [III. 10] **H. Van Meer, E. Simeon, M. Valenza, K. Van Zanden, W. De Raedt**, "Low frequency drain current noise behavior of InP based MODFET's in the linear and saturation regime", IEEE Trans on Electron Devices, Vol. 45, N°. 12, December 1998.
- [III. 11] **D. Delagebeaudeuf, N.T. Linh**, "Metal-(n) AlGaAs/GaAs Two dimensional Electron Gas FET", IEEE Trans on Electron Devices, Vol. 29, N°. 6, p. 955, 1982.
- [III. 12] **J.A. Garrido, B.E. Foutz, J.A. Smart, J.R. Shealy, M.J. Murphy, W. J. Schaff, L.F. Eastman**, "Low frequency noise and mobility fluctuations in AlGaIn/GaN heterostructure field-effect transistors", Applied Physics Letters, Las Palmas (Espagne), Mai.
- [III. 13] **H. C. Duran, L. Ren, M. Beck, M. A. Py, M. Ilegems, W. Bächtold**, " Low Frequency Noise Properties of Selectively Dry Etched InP HEMT's", IEEE Trans on Electron Devices, Vol. 45, N°. 6, pp. 1219-1225, June 1998.
- [III. 14] **L. Bary, E. Angeli, A. Rennane, G.S. Pun, J.G. Tartarin, A. Minko, V. Hoel, Y. Cordier, C. Dua, R. Plana, J. Graffeuil**, "Low frequency noise behavior in GaN HEMT's on silicon substrate", Fluctuation and noise, Las Palmas (Espagne), Mai 2004.
- [III. 15] **SL. Rummyantsev, N. Pala, MS. Shur, R. Gaska, ME. Levinshtein, PA. Ivanov, MA. Khan, G. Simin, X. Hu, J. Yang**, "Concentration dependance of the 1/f noise in AlGaIn/GaN HFETs", Semiconductor. Sci. Tech, Vol. 17, pp. 476-479, 2002.
- [III. 16] **F. N. Hooge, T. G. M. Kleinpenning, L. K. J. Vandamme**, "Experimental studies on 1/f noise", Rep. Progr. Physics, vol. 44, pp. 479-532, 1981.
- [III. 17] **J.A. Garrido, F. Calle, E. Muñoz, I. Izpura, J.L. Sánchez-Rojas, R. Li, K.L. Wang**, "Low frequency noise and screening effects in AlGaIn/GaN HEMTs", J. of Applied Physics, Vol. 34, N°. 24, pp. 2357-2359, November 1998.
- [III. 18] **L. K. J. Vandamme, Gy. Trefán**, "1/f noise in homogeneous and inhomogeneous media", IEE. Proc. Circuits Devices Systems, vol. 149, n°1, pp. 3-12, February 2002.
- [III. 19] **R. Plana**, "Bruit de fond dans les transistors à effet de champ et bipolaires pour microondes ", Thèse de l'Université Paul Sabatier, Février 1993.

- [III. 20] **A. Rennane, L. Bary, J.G. Tartarin, J.C. De Jaeger, S. Delage R. Plana, J. Graffeuil**, "Low frequency Noise behavior in AlGa_N/Ga_N HEMTs", 12th European Workshop on Heterostructure Technology, San Rafael, Segovia, Spain, October 2003.
- [III. 21] **J.G. Tartarin, G.S. Pun, A. Rennane, L. Bary, R. Plana, J.C. De Jaeger, S. Delage, J. Graffeuil**, "Using low frequency noise characterization of AlGa_N/Ga_N HEMT as a tool for technology assessment and failure prediction", Fluctuation and noise, Las Palmas (Espagne), Mai 2004.
- [III. 22] **A. Rennane, L. Bary, E. Engeli, J.G. Tartarin, R. Plana, J. Graffeuil**, "Caractérisation des propriétés en bruit Basse Fréquence des Transistors à effet de champ de type HEMT à base d'hétérojonction AlGa_N/Ga_N ", 7^{ème} JMET, Jan-03.
- [III. 23] **M. Tacano, J. Pavelka, N. Tanuma, S. Yokokura, S. Hashiguchi**, "Dependance of Hooge constant on mean free paths of materials", Fluctuations and Noise in Materials, Proc. of SPIE, Vol. 5469, pp. 310-319, May 2004.
- [III. 24] **H. Wong**, "Low Frequency Noise in study in electron devices review and update", Microelectronics Reliability, Vol. 43, pp. 585-599, 2003.
- [III. 25] **T.G.M. Kleinpenning**, "Low Frequency Noise in Schottky Barrier Diodes", Solid State Electronics, Vol. 22, N° 2, pp121-128, 1979.
- [III. 26] **C. Meva'a, X. Letartre, P. Rojo-Romero, P. Viktorovitch**, "Low temperature MBE grown AlInAs : investigation of current voltage and low frequency noise behaviour of Schottky diodes", Solid-State Electronics, Vol. 41, N° 6, pp. 857-864, July 1997.
- [III. 27] **J.C. Vildeuil, M. Valenza, D. Rigaud**, "Low frequency noise gate and drain of PHEMT's and related correlation", Microelectronics Reliability, Vol. 40, pp. 1915-1920, 2000.
- [III. 28] **J.C. Vildeuil**, "Caractérisation et Modélisation B.F. des Transistors PHEMT AlGaAs/InGaAs/GaAs: bruits du canal, de la grille et corrélation", Thèse de l'Université de Montpellier II, juillet 2000.
- [III. 29] **P. Vignaud**, "Métrologie et étude du bruit de fond des TECs GaAs MESFETs et MODFETs : bruits de la grille, du canal, et corrélation ", Thèse de l'Université de Montpellier II, juillet 2000.

**Chapitre IV Les propriétés en bruit
Basse Fréquence des Transistors
Bipolaires à Hétérojonction à base de
SiGe**

I. Introduction

Dans ce chapitre, nous proposons une étude du bruit BF des TBHs SiGe dans un double objectif. Le premier est de déterminer les origines des diverses sources de bruit présentes dans des TBHs SiGe à base graduelle. Nous étudierons en particulier l'influence de la polarisation, de la géométrie, et du pourcentage de germanium. Enfin, nous proposerons un modèle en bruit BF non linéaire compatible avec les logiciels de conception de circuits micro-ondes non linéaires.

Le second objectif, concernera l'étude des propriétés en bruit BF d'un autre type de TBH SiGe à base abrupte (c'est-à-dire impliquant un fort pourcentage de Germanium et une hétérojonction abrupte). Cette étude a consisté à utiliser les propriétés en bruit BF des composants comme outil de contrôle de la compatibilité d'un procédé technologique « MEMS IN IC » c'est-à-dire impliquant des étapes de micro-usinage directement sur le substrat de silicium contenant les circuits intégrés micro-ondes. Nous allons démarrer ce chapitre par des rappels sur le fonctionnement des transistors bipolaires avec un accent particulier sur les changements apportés à ce type de composant par l'utilisation d'une hétérojonction.

II. Rappels sur le transistor bipolaire

Le transistor bipolaire a été inventé en 1948 par Brattain. La théorie a été développée en 1949 par Shockley. Il a fallu attendre 1951 pour la réalisation du premier transistor à jonctions, qui reste historiquement le premier composant actif à semi-conducteur [IV. 1].

Un transistor bipolaire est essentiellement composé de trois couches de silicium de types différents, à savoir l'émetteur, la base, et le collecteur, dopées respectivement N, P et N, ou P, N, et P. Nous, nous intéresserons seulement par la suite au cas du transistor bipolaire NPN pour lequel la conduction majoritaire est assurée par les électrons dont les propriétés de transport sont plus adaptées à un fonctionnement dans les fréquences micro-ondes. Pour schématiser, il s'agit de deux jonctions PN tête bêche. Les propriétés des différentes régions (épaisseur, dopage) sont des paramètres importants pour l'obtention de l'effet de transistor, qui consiste en une modulation du courant circulant dans la jonction par le biais de la modulation de la polarisation

de la seconde jonction. Ainsi, contrairement, au MOS où la source et le drain sont interchangeables, le transistor bipolaire n'est pas un composant symétrique [IV. 2].

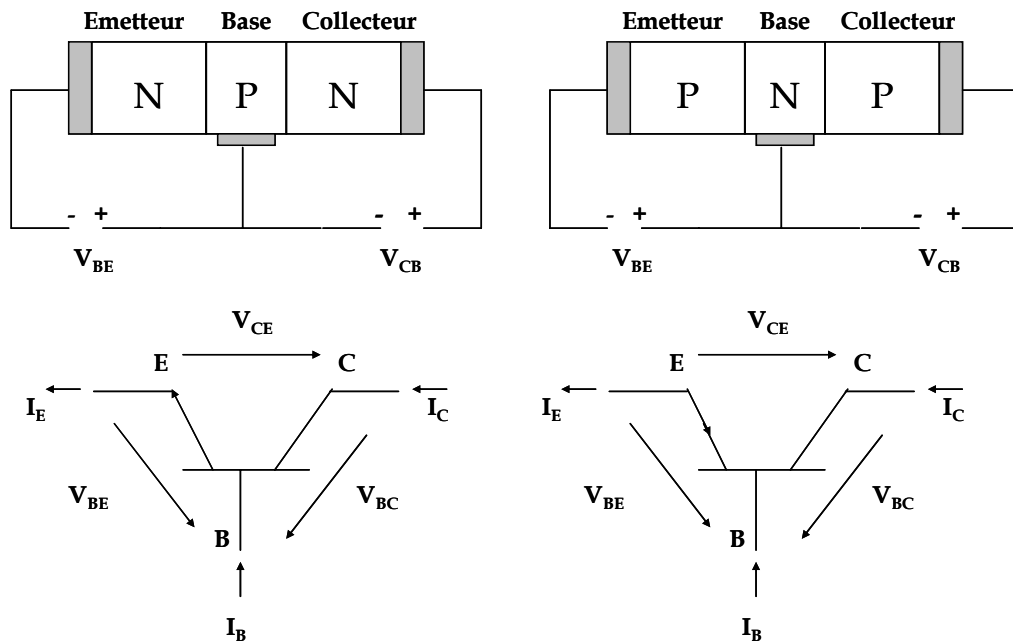


Figure 62 : représentations schématisques et symboliques des transistors bipolaires NPN et PNP, les flèches indiquent les sens conventionnels des tensions et des courants.

II.1. L'efficacité d'injection

Cette grandeur est définie comme étant le rapport entre le courant d'électrons injectés par l'émetteur dans la base I_{ne} sur le courant total d'émetteur I_E , elle sera notée par γ [IV. 3] :

$$\gamma = \frac{I_{ne}}{I_E} = \frac{I_{ne}}{I_{ne} + I_{pe} + I_{rbe}} \quad \text{IV. 1}$$

En négligeant les recombinaisons I_{rbe} qui dégradent l'efficacité d'injection, nous pouvons déterminer l'efficacité d'injection maximale par l'expression suivante :

$$\gamma = \frac{I_{ne}}{I_{ne} + I_{pe}} = \frac{I}{I + \frac{I_{pe}}{I_{ne}}} \quad \text{IV. 2}$$

où I_{ne} représente le courant d'électrons injectés dans la base et I_{pe} le courant de trous injectés dans l'émetteur. L'expression IV. 2 indique que si l'on veut optimiser l'efficacité d'injection, il faut à la fois réduire I_{pe} et augmenter I_{ne} dans le but d'obtenir une valeur de γ très proche de 1. Pour un transistor bipolaire présentant un dopage

constant sur chaque zone, le rapport de ces deux courants s'exprime de la manière suivante :

$$\frac{I_{pe}}{I_{ne}} = \frac{N_{Ab} \cdot W_b \cdot D_{pe}}{N_{De} \cdot W_e \cdot D_{nb}} \quad \text{IV. 3}$$

avec N_{Ab} le dopage de base, N_{De} celui de l'émetteur, W_e et W_b les profondeurs d'émetteur et de base, D_{pe} et D_{nb} les coefficients de diffusion des trous dans l'émetteur et des électrons dans la base.

Pour avoir une bonne efficacité d'injection il faut que le rapport $I_{pe}/I_{ne} \ll 1$. Dans le cas d'un transistor à homojonction noté BJT, il faut surdoper l'émetteur par rapport à la base et minimiser l'épaisseur de base. Nous verrons, dans la suite de cette partie, que l'hétérojonction de type Si/SiGe est particulièrement bien adaptée pour obtenir une forte efficacité d'injection. Le deuxième paramètre que nous allons présenter concerne le facteur de transport dans la base.

II.2. Le facteur de transport dans la base

Ce facteur de transport est défini par le rapport entre le courant d'électrons sortant de la base I_{ns} sur le courant d'électrons I_{ne} entrant dans la base. Ce rapport est noté B et s'exprime par :

$$B = \frac{I_{ns}}{I_{ne}} = \frac{I_{ne} - I_{rb}}{I_{ne}} \quad \text{IV. 4}$$

Nous pouvons également écrire le facteur de transport où I_{rb} est le courant de recombinaison dans la base en utilisant le temps de transit dans la base noté τ_b et la durée de vie τ_n de ces électrons dans la région quasi neutre de base.

$$B = 1 - \frac{\tau_b}{\tau_n} \quad \text{IV. 5}$$

Dans le cas d'une base courte, le facteur de transport devient :

$$B = 1 - \frac{W_b^2}{2L_n^2} \quad \text{IV. 6}$$

avec, $L_n = \sqrt{D_n \cdot \tau_n}$, où D_n représente le coefficient de diffusion des électrons. Le transport dans la base sera optimum lorsque $W_b \ll L_n$ ce qui impose d'utiliser des bases courtes.

Le dernier paramètre intervenant dans le gain du transistor bipolaire concerne le facteur de multiplication des porteurs dans la jonction base-collecteur.

II.3. Facteur de multiplication M des porteurs dans la jonction base-collecteur

Ce paramètre traduit l'ionisation par impact (effet d'avalanche) liée au champ intense dans la zone de charge d'espace collecteur-base. Les électrons arrivant au voisinage de la zone de charge d'espace collecteur-base sont accélérés par le champ électrique intense (jonction polarisée en inverse) et collectés par l'électrode de sortie (appelée le collecteur). Au cours de leur trajet, des paires électrons-trous peuvent être générées par les chocs des électrons avec le réseau cristallin. Ce facteur est alors défini comme le rapport du courant d'électrons sortant de la zone de charge d'espace base-collecteur sur le courant d'électrons y entrant, il est noté M et nous l'exprimons par :

$$M = \frac{I_c}{I_{nc}} \quad \text{IV. 7}$$

Sa valeur est également donnée par la relation empirique de Miller [IV. 4] :

$$M = \frac{I}{I - \left| \frac{V_{cb}}{V_{BR}} \right|^n} \quad \text{IV. 8}$$

où V_{BR} représente la tension d'avalanche et n un facteur intrinsèque lié au matériau et au type de la jonction. Ce coefficient M devra être très proche de 1, ce qui imposera des tensions d'avalanche élevées et nécessitera donc des régions de collecteur optimisés.

II.4. Gain en courant en émetteur commun

Lorsque le transistor fonctionne dans son régime normal, le gain en courant dans la configuration émetteur commun, est défini par le rapport entre le courant du collecteur et le courant de base.

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\gamma BM}{1 - \gamma BM} \quad \text{IV. 9}$$

Ce gain en courant est généralement grand, sa valeur varie de quelques dizaines et quelques centaines selon le transistor [IV. 5].

Nous allons maintenant montrer les principaux paramètres qui sont modifiés par l'utilisation d'une hétérojonction à la place d'une homojonction.

III. Le transistor bipolaire à hétérojonction TBH à base de SiGe

III.1. Description de la Technologie SiGe

Les technologies permettant de réaliser les TBHs SiGe sont diverses. La couche de base peut être réalisée par MBE (épitaxie par jet moléculaire), par UHV/CVD (dépôt chimique en phase vapeur à très basse pression), par RPCVD (dépôt chimique en phase vapeur à pression réduite [IV. 6]). Le choix technologique dépend du cahier des charges fixées pour la réalisation des composants ainsi que de l'expérience des divers groupes en technologie selon qu'elle est destinée en priorité à la réalisation de composants SiGe alors que d'autres adaptent une technologie silicium déjà existante pour y inclure la technologie SiGe. Ce choix peut conditionner divers paramètres tels que le profil des dopages, la résistivité des couches, la température à laquelle est réalisée le composant, le pourcentage maximum de germanium, le niveau d'intégration, la durée du processus de fabrication et le coût.

III.2. Les composants Bipolaires Si/SiGe

Dans un composant bipolaire à base de Silicium Germanium où la base est réalisée à partir d'un alliage de SiGe, deux voies technologiques sont en compétition et nous allons dans un premier temps les présenter succinctement.

III.2.1. Le TBH « Graduel »

Le premier type consiste à laisser les profils de dopages d'un composant bipolaire conventionnel pratiquement inchangés et à introduire un « graduel » de Germanium de l'émetteur au collecteur, ce dernier se traduit par un rétrécissement de la bande interdite de base du côté collecteur créant un champ accélérateur des électrons qui donne lieu à une diminution importante du temps de transit dans la base. La Figure 63 présente une comparaison entre le diagramme de bande d'un transistor bipolaire conventionnel et celui d'un transistor bipolaire à « graduel de SiGe ».

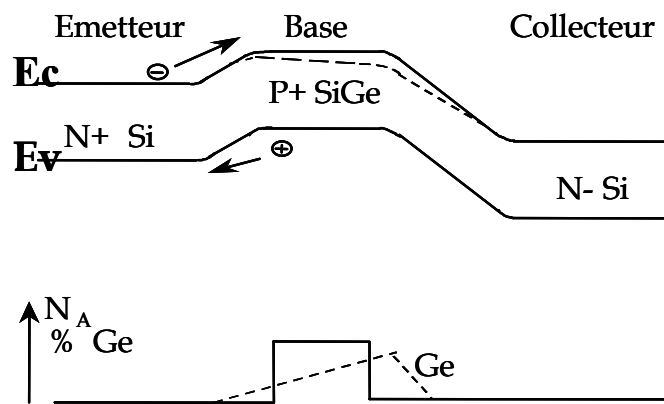


Figure 63 : Diagramme de bande pour un BJT (traits pleins) et pour un TBH à base graduelle SiGe (traits pointillés).

III.2.2. Le TBH « Abrupt »

Le deuxième concept est un « vrai » TBH puisqu'il y a inversion de dopages d'émetteur et de base $N_b \gg N_e$, il s'agit d'une structure à double hétérojonction (du côté émetteur et du côté collecteur).

La couche de base est réalisée à partir d'un profil de germanium uniforme présentant des taux de germanium typiquement compris entre 20% et 30%. Le diagramme des bandes correspondant est présenté sur la Figure 64. Comme dans un TBH classique, l'efficacité d'injection n'est plus limitée par le dopage et ce type de concept autorise des valeurs de résistance de base très faibles pour des dimensions d'émetteur très relâchées (typiquement supérieure à 1.5 μm).

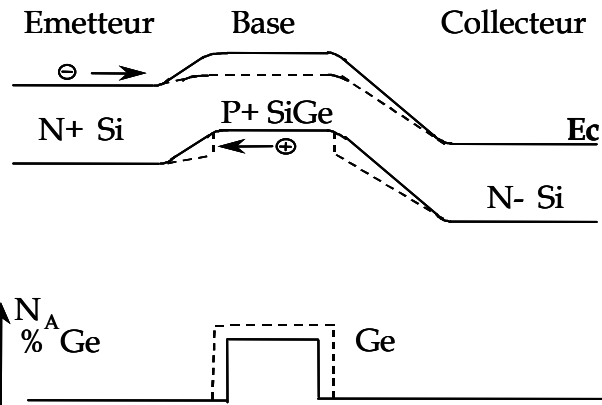


Figure 64 : Comparaison du diagramme des bandes d'un transistor BJT conventionnel et d'un TBH à double hétérojonction Si/SiGe.

Ce type de structure se caractérise par un courant de base plus faible et par un courant de collecteur plus élevé en raison de la double hétérojonction.

III.3. Description des composants caractérisés

En collaboration avec la société IBM Microelectronics, une étude en bruit BF a été réalisée sur des TBHs Si/Si_{1-x}Ge_x à profil de germanium de type graduel. Les composants utilisés sont issus d'une technologie BiCMOS actuellement disponible dans le marché (technologie de la société IBM 5HP SiGe) [IV. 7]. Les composants ont un profil de type graduel présentant les variantes suivantes : la concentration maximale de germanium (0%, 10%, 14%, 18%) et la longueur d'émetteur (10μm, 20μm, 40μm) pour une largeur de 0.5 μm. Davantage de détails sur la filière technologique peuvent être trouvés dans la référence [IV. 8]. Pour ces composants l'augmentation du gain en courant est essentiellement associée à une augmentation du courant collecteur (le courant de base gardant une valeur sensiblement constante) [IV. 9]. La structure des composants a été optimisée pour minimiser les parasites, en utilisant les techniques d'auto-alignement et d'isolation par tranchées [IV. 10]. Une vue en coupe est présentée sur la figure ci-dessus.

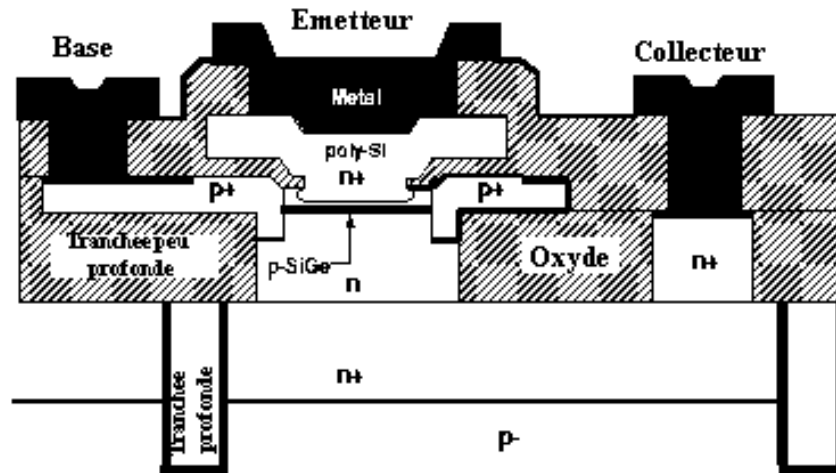


Figure 65 : Vue en coupe des TBH SiGe de l'étude.

Un résumé des caractérisations électriques effectuées sur ces composants se trouve dans le *Tableau 4*. Nous observons que l'augmentation du pourcentage du germanium amène une augmentation du gain en courant comme attendu. La caractérisation dynamique des composants, représentée par la fréquence de coupure f_t , la fréquence maximale d'oscillation f_{max} , et le facteur de bruit minimum NF_{min} à 2 GHz, montre que l'augmentation du taux de germanium se traduit par une amélioration de ces caractéristiques.

Pourcentage de germanium	0%	10%	14%	18%
β (gain en courant) à $V_{BE} = 0.7$ V	67	114	350	261
BV_{CE0} (V)	3.5	3.2	2.7	2.7
f_T (GHz)	38	52	52	57
f_{max} (GHz)	57	64	62	67
NF_{min} (dB)@ $J_C = 0.1$ mA/ μm^2 et $f = 2$ GHz	0.66	0.43	0.21	0.2

Tableau 4 : Résumé de caractéristiques électriques des TBHs SiGe utilisés [IV. 11].

avec BV_{CE0} la tension de claquage émetteur-collecteur.

Après une description générale des composants étudiés, nous allons aborder la partie caractérisation statique qui sera suivie par une analyse en bruit BF où nous établirons un modèle électrique dans le domaine BF.

IV. Caractéristiques statiques

Les courbes statiques obtenues sont le réseau de sortie, qui permet rapidement de vérifier si le composant fonctionne correctement, et celles dites de « Gummel Plots » qui permettent d’une part, de déterminer le facteur d’idéalité des courants de base et du collecteur, et d’autre part, de mettre en exergue des phénomènes de recombinaisons qui peuvent être à l’origine du bruit aux basses fréquences. Les résultats présentés dans cette partie sont obtenus par l’utilisation du banc de mesure en statique décrit dans le premier chapitre de ce manuscrit.

IV.1. Réseau de sortie

Ce tracé correspond au réseau de sortie classique du transistor bipolaire représenté par l’évolution du courant collecteur I_C en fonction de V_{CE} et ceci pour différentes valeurs de courant de base I_B . Sur la *Figure 66*, nous présentons ce tracé pour un TBH SiGe, dont le taux de Germanium est de 14%, et dont la surface d’émetteur est égale à $20 \mu\text{m}^2$.

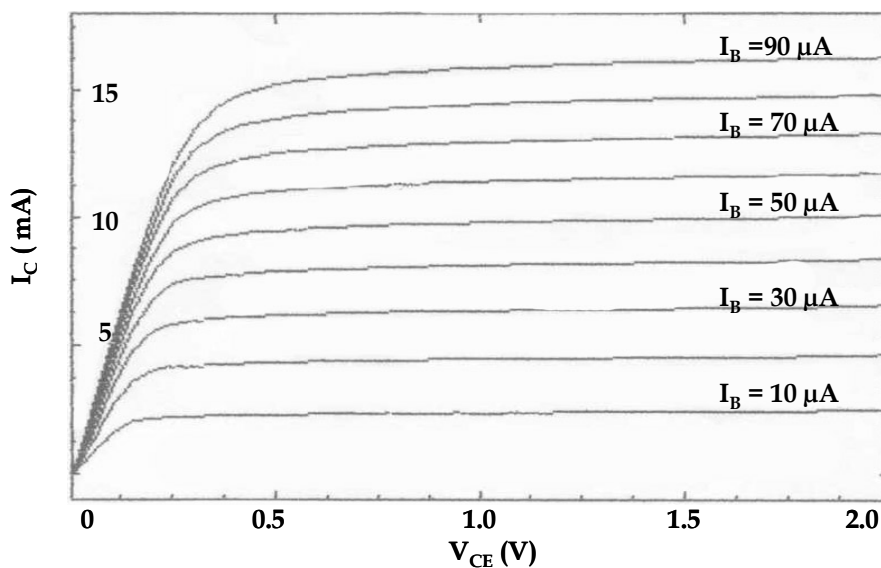


Figure 66 : réseau de sortie direct d'un TBH SiGe ($0.5 \times 20 \times 2 \mu\text{m}^2$, 14 % de Ge).

IV.2. Tracé de GUMMEL en régime direct

Ce tracé consiste à présenter la variation des courants I_C et I_B en fonction de V_{BE} en court-circuitant la jonction base-collecteur ($V_{BC} = 0 \text{ V}$). De la pente des droites,

les coefficients d'idéalité n_b et n_F sont extraits. Un coefficient d'idéalité différent de 1 signale des recombinaisons ou d'autres mécanismes de conduction qui peuvent avoir une influence non négligeable sur le bruit propre du composant. Sur la Figure 67, nous présentons le tracé Gummel en régime direct pour lequel la valeur du coefficient d'idéalité globale n_b relevée à $V_{BE} = 0.7$ V est 1.06. Le courant du collecteur présente un coefficient d'idéalité n_F voisin de 1 pour les valeurs de V_{BE} inférieures à 0.7 V.

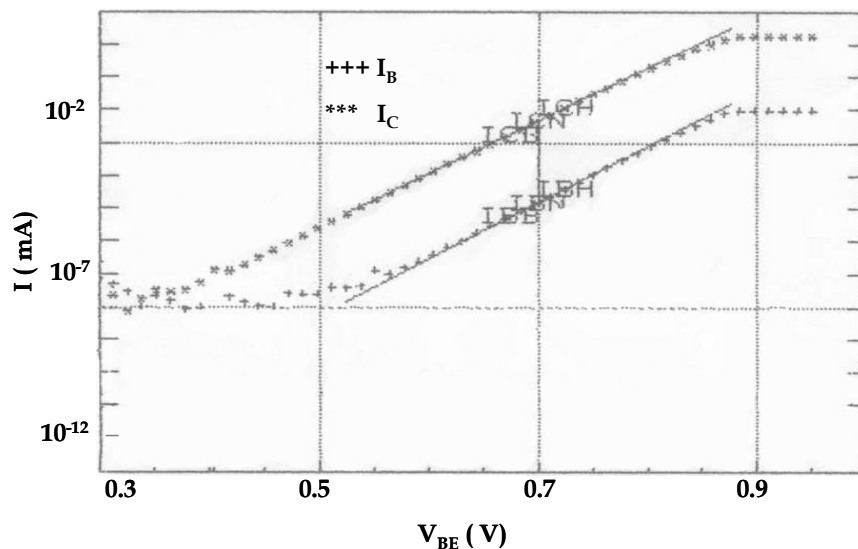


Figure 67 : Tracé de Gummel direct pour un TBH SiGe ($0.5 \times 20 \times 2 \mu\text{m}^2$) à $V_{BC} = 0\text{V}$.

Les tracés des courants I_B et I_C , sont parallèles jusqu'à des niveaux de courant inférieures à 10^{-8} A. Ceci témoigne de l'absence de courants de fuite ou de recombinaison importantes sur ces structures et met en évidence la bonne qualité de l'oxyde de passivation obtenu pour ce composant. Nous tenons à souligner l'avantage des structures sur Silicium qui permettent la croissance d'un oxyde naturel de très bonne qualité contrairement aux TBHs à base de matériaux III-V, qui présentent en conséquence des courants de fuite ou de recombinaison en général plus élevés. Les coefficients d'idéalité n_F et n_b extraits à partir des tracés de Gummel sont tous les deux proches de 1. La valeur de $n_F = 1$ confirme l'absence de barrière parasite due à une diffusion du Bore hors de la base côté émetteur. Le coefficient $n_b = 1$, ce qui signifie que les recombinaisons en zone extrinsèque de base ou en périphérie d'émetteur ont été supprimées, ou en tout cas qu'elles sont fortement

minimisées [IV. 12]. Nous allons dans le paragraphe suivant démarrer l'étude en bruit BF qui a été effectuée.

V. Bruit Basse Fréquence

V.1. Influence de la polarisation

La variation de bruit BF en fonction du courant est un élément important à observer parce qu'il nous permet d'obtenir des renseignements sur l'origine physique du bruit. Le banc utilisé pour la caractérisation de ces composants est le banc qui consiste à effectuer la mesure directe des générateurs de bruit en courant à l'entrée et à la sortie du composant au moyen d'amplificateurs transimpédances.

V.1.1. Côté Base

Sur la *Figure 68*, Nous avons tracé la variation de S_{IB} relevée à 400 Hz en fonction du courant de polarisation de base I_B . Les résultats obtenus nous indiquent que le bruit en courant en $1/f$ (bruit de scintillation) varie avec le courant de base suivant la loi : $S_{IB} \propto I_B^{1.82}$, ce qui est significatif d'un bruit de surface [IV. 13]. Ce résultat est d'ailleurs observé sur des composants à homojonction sur silicium et sur la majorité des TBHs sur GaAs [IV. 14].

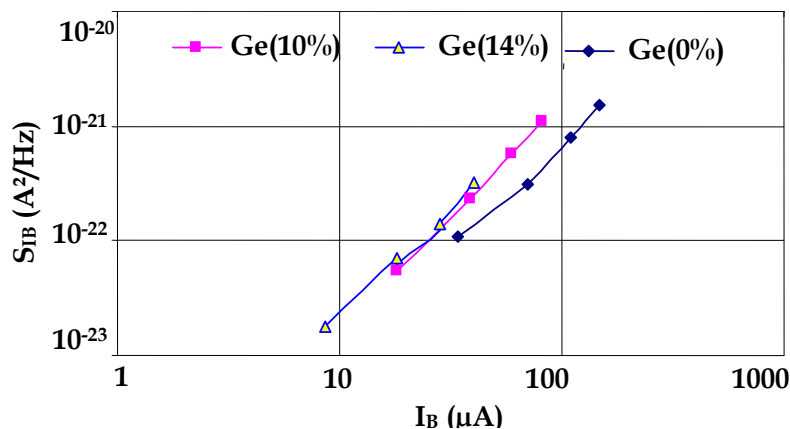


Figure 68 : Variation de S_{IB} en fonction de I_B pour un TBH dont $A_E = 20 \mu m^2$, polarisé à $V_{CE} = 1 V$ à $f = 400 Hz$, pour différents taux de Germanium.

À partir de l'examen de la variation de la densité spectrale S_{IB} en fonction du courant I_B , nous pouvons écrire l'équation de la source de bruit en courant à l'entrée du transistor :

$$S_{IB} = 2qI_B + B_{1/f} \frac{I_B^{1.8}}{A_E \cdot f} \quad \text{IV. 10}$$

avec,

A_E l'aire de l'émetteur, f la fréquence d'analyse, et $B_{1/f}$ le coefficient de mérite lié au bruit $1/f$ au niveau de la base.

De l'équation IV. 10, nous obtenons pour un composant qui présente 14% du taux de germanium, une valeur de $B_{1/f}$ d'environ $1.2 \cdot 10^{-9} \mu\text{m}^2$, même ordre de grandeur pour 0% du germanium, ce résultat confirme la bonne qualité des composants testés puisqu'il est comparable à celui des transistors Si conventionnels [IV. 15] même s'il n'atteint pas les niveaux obtenus de $2 \cdot 10^{-9} \mu\text{m}^2$ et $2,6 \cdot 10^{-10} \mu\text{m}^2$, valeurs rencontrées respectivement dans les références [IV. 16] et [IV. 17].

V.1.2. Côté Collecteur

Concernant l'étude du bruit associé au courant du collecteur, la Figure 69 nous montre l'évolution de S_{IC} relevée à 400Hz en fonction du courant de polarisation I_C . Les résultats obtenus indiquent que le bruit en $1/f$ varie avec le courant I_C suivant la loi $I_C^{3.51}$.

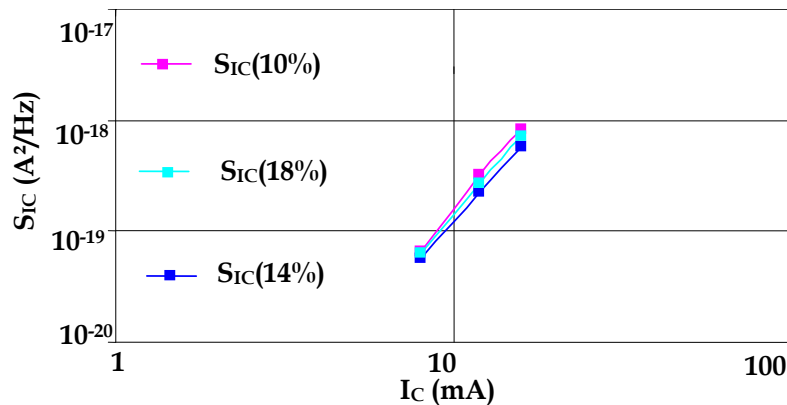


Figure 69 : Variation de S_{IC} en fonction du I_C pour un TBH dont $A_E = 40 \mu\text{m}^2$, polarisé à $V_{CE} = 1\text{V}$, à $f = 1 \text{kHz}$, pour différents taux de Germanium.

En partant de la variation observée et procédant à l'introduction de bruit de grenaille, nous pouvons exprimer S_{IC} comme suit :

$$S_{IC} = 2qI_C + C_{1/f} \frac{I_C^{3.51}}{A_E \cdot f} \quad \text{IV. 11}$$

avec A_E l'aire de l'émetteur, f la fréquence d'analyse et $C_{1/f}$ le coefficient de mérite lié au bruit $1/f$ au niveau du collecteur. Le coefficient $C_{1/f}$ de l'ordre de $2,3 \cdot 10^{-8} \mu\text{m}^2$.

V.1.3. Discussion des résultats

À partir des résultats obtenus et des théories déjà publiées, nous avons identifié les sources de bruit intrinsèques présentes dans ce type de composant. En particulier, l'examen simultané des spectres de bruit et de la corrélation (par l'intermédiaire de la résistance de corrélation dont l'analyse fournit des indications pertinentes sur la localisation des sources), nous conduit à proposer de décrire le comportement en bruit du TBH par trois types de sources de bruit intrinsèques (illustrées *Figure 72*) liées aux parties résistives du composant et aux jonctions émetteur base et collecteur base. A partir de leurs amplitudes, nous pouvons exprimer les densités spectrales associées aux générateurs de bruit en courant à l'entrée et à la sortie du composant.

Ainsi, l'expression de la densité spectrale de bruit extrinsèque S_{IB} est donnée en fonction des sources de bruit intrinsèques par :

$$S_{IB} = \frac{I}{Z_{in}^2} \left[S_r + S_{ibe} \cdot (Z_{in} + r_e + r_b)^2 + \frac{S_{ice}}{\beta^2} \cdot (Z_{in} + r_e + r_b + r_\pi)^2 \right] \quad \text{IV. 12}$$

L'expression de S_{IC} est donnée en fonction des sources de bruit intrinsèques par :

$$S_{IC} = \left(\frac{r_b + r_e + r_\pi}{Z_{in}} \right)^2 \cdot S_{ice} + \left(\frac{\beta}{Z_{in}} \right)^2 \left[S_r + (r_e + r_b)^2 \cdot S_{ibe} \right] \quad \text{IV. 13}$$

Les amplitudes des sources de bruit intrinsèques sont calculées à partir de :

$$S_{ibe} = 2qI_b + K_{be(1/f)} \frac{I_b^\alpha}{A_E \cdot f} \quad \text{IV. 14}$$

$$S_{ice} = 2qI_c + K_{ce(1/f)} \frac{I_c^\beta}{A_E \cdot f} \quad \text{IV. 15}$$

$$S_r = 4k_B T (r_e + r_b) + K_{r(1/f)} \frac{I_b^\gamma}{A_E \cdot f} \quad \text{IV. 16}$$

où Z_{in} représente l'impédance d'entrée du composant, r_b la résistance distribuée de base, r_e la résistance d'accès d'émetteur, r_π la résistance dynamique de la jonction

émetteur base. Enfin α, β, γ représentent les coefficients de variation des trois types de sources de bruit intrinsèques en fonction du courant de polarisation. Leurs valeurs obtenues d'après les mesures sont :

$$\alpha \cong 1,9, \beta \cong 2.5, \gamma \cong 2.16 .$$

Examinons maintenant quelles sont les origines possibles de ces trois types de bruits.

Dans la littérature, il a été démontré que S_{IC} est proportionnel à I_c^m , avec $m \geq 2$. Ceci peut être expliqué par des modèles existants. Le bruit de diffusion en $1/f$ ou bruit de piégeage des porteurs minoritaires causerait le bruit $1/f$ en courant à la sortie de transistor S_{IC} [IV. 18]. Les sources de bruit dominantes sont le bruit en $1/f$ au niveau de l'hétérojonction (émetteur-base) et le bruit dû aux fluctuations de résistance. Pour des TBHs de petites dimensions auto-alignés à base de AlGaAs/GaAs, Rama et al, ont trouvé une dépendance quadratique de S_{IC} avec le courant I_c ($S_{IC} \propto I_c^2$) et ont attribué l'origine de bruit au piégeage de porteurs minoritaires à l'interface de l'hétérojonction (émetteur-base).

Plus précisément, Tutt et al ont trouvé $S_{IC} \propto I_c^{2.5}$ pour des TBHs auto-alignés (AlGaAs/GaAs) et ils ont constaté que $S_{IC} \gg S_{IB}$ [IV. 19], en accord avec les résultats de Zang et al. Ils ont montré que la source de bruit en courant prépondérante était i_{ce} provenant de la fluctuation de la diffusivité de base (bruit de diffusion $1/f$) ou de la fluctuation du nombre de porteurs due au piégeage de porteurs minoritaires dans le volume de la base ou à l'interface de l'hétérojonction émetteur-base.

L'autre source de bruit est liée au bruit des parties résistives. Comme il a été suggéré par Kleinpenning [[IV. 20], [IV. 21]], S_{vr} représente la source de bruit de la fluctuation en tension produit par des résistances d'accès d'émetteur et de base, dont l'expression est donnée par :

$$S_{vr} = S_{rb} I_b^2 + S_{re} I_e^2 \quad \text{IV. 17}$$

L'examen des spectres de bruit et de la corrélation suggèrent qu'à fort niveau de polarisation, il y a une prédominance du bruit généré dans les parties résistives. Kleinpenning a en montré l'importance pour les transistors de petites dimensions utilisés aux fréquences micro-ondes.

Enfin la source de bruit en courant notée i_{be} est associée à plusieurs origines telles que le bruit en $1/f$ du au courant de recombinaison dans le volume de la base et le bruit de grenaille de la jonction (émetteur-base) [IV. 22].

V.2. Influence du taux de Germanium

Les deux générateurs de bruit en courant côté base et collecteur ont été mesurés pour différents taux de germanium pour un transistor possédant une surface d'émetteur de $20 \mu\text{m}^2$, et pour différents points de polarisation. Nous observons que l'augmentation du taux de germanium se traduit par une diminution de la source de bruit en courant de base (Figure 70).

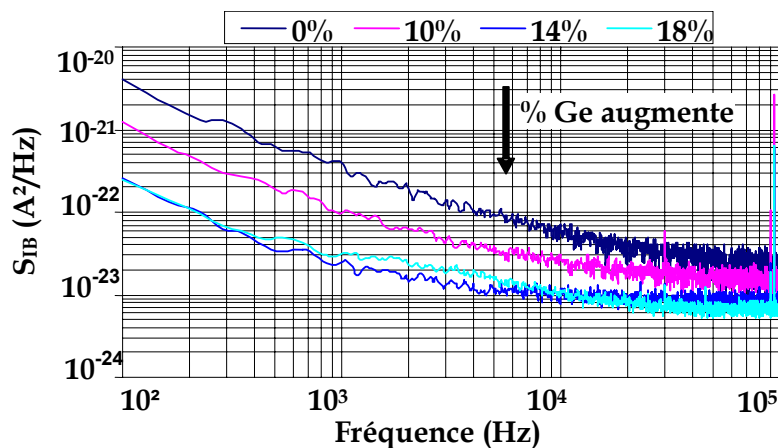


Figure 70 : S_{IB} d'un TBH en fonction du taux de Germanium, à $V_{CE} = 1 \text{ V}$, $J_C = 1 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$.

Cette tendance peut simplement s'expliquer par l'augmentation du gain en courant statique lorsque le pourcentage de germanium augmente. Le courant continu sur la base des transistors, donc le bruit, étant alors plus faible pour les composants ayant le taux de germanium le plus élevé. Par contre, le coefficient de mérite $B_{(1/f)}$ ne dépend pas de la fraction molaire du germanium. Il est donc possible de l'augmenter pour améliorer les performances fréquentielles des composants sans accroître l'amplitude du bruit en $1/f$.

Concernant le générateur de bruit en courant à la sortie S_{IC} , les mesures montrent que les spectres de bruit restent indépendants du taux de germanium. Les mesures du spectre croisé ne montrent, elles aussi, aucune différence en fonction des profils du pourcentage de germanium.

V.3. Influence de l'aire de l'émetteur

Sur la *Figure 71*, nous présentons l'évolution fréquentielle du bruit en courant de base pour différentes surfaces d'émetteur. Les résultats nous indiquent qu'il faut minimiser l'aire de l'émetteur, pour obtenir un transistor dont les performances sont optimisées au niveau de S_{IB} . Les mesures ont été réalisées à une densité de courant J_C constante de l'ordre de $0.2 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$.

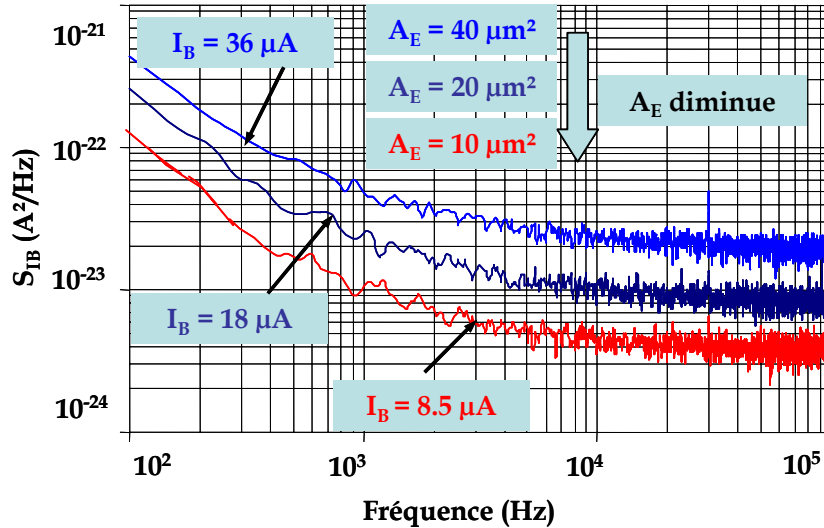


Figure 71 : S_{IB} en fonction de l'aire d'émetteur pour un taux de Germanium de 14% à une densité du courant $J_C = 0.2 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$, $V_{CE} = 1 \text{ V}$.

Ce résultat surprenant (une réduction de dimensions s'accompagne en général d'une augmentation du bruit) s'explique par le fait que les mesures ont été effectuées à une densité du courant collecteur J_C constante. Dans la relation IV. 10, nous allons remplacer le courant I_B par sa valeur en fonction de J_C d'après :

$$J_C = \frac{I_C}{A_E} = \frac{\beta I_B}{A_E} \quad \text{IV. 18}$$

ce qui donne :

$$S_{IB} = 2q \frac{J_C A_E}{\beta} + \frac{B_{1/f}}{f} \left(\frac{J_C}{\beta} \right)^\alpha (A_E)^{\alpha-1} \quad \text{IV. 19}$$

avec $\alpha > 1$, dans notre cas il est égal à 1.82. Nous constatons alors que le bruit décroît effectivement avec l'aire de l'émetteur dès lors que $\alpha > 1$ ce qui est bien le cas ici.

V.4. Conclusion sur le modèle électrique en bruit BF du TBH

A partir de ces résultats concernant l'influence du courant de polarisation, l'aire de l'émetteur et le taux de germanium, nous avons développé un modèle phénoménologique complet du bruit BF des TBHs étudiés valable pour toutes les principales valeurs des paramètres précédents, incluant le taux de germanium.

Il est basé, pour ces composants qui ont un taux de recombinaison très faible, sur seulement deux sources de bruit en $1/f$ aux terminaux émetteur-base et collecteur-émetteur ainsi que sur deux sources de bruit associées aux parties résistives des composants (Figure 72). Ce modèle rend bien compte du bruit BF observé et est aisément utilisable dans une plateforme de CAO de circuits.

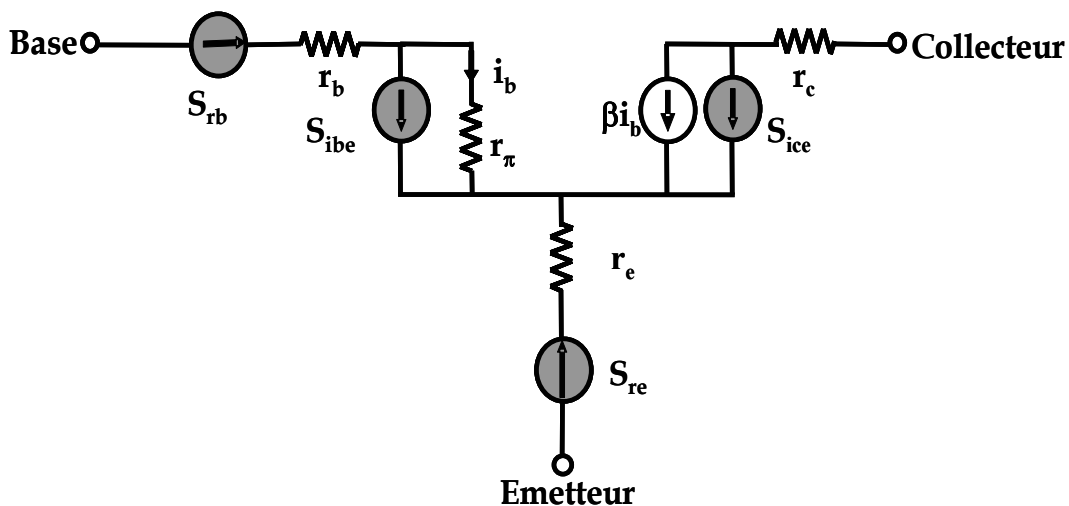


Figure 72 : Modèle de bruit BF utilisé avec les profils de Ge de (0%, 10%, 14%, 18%) à $J_C = 0.2 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$, $V_{CE} = 1 \text{ V}$.

Après avoir exposé les résultats que nous avons obtenus sur les TBHs fabriqués par IBM, et indiqué à la fin de cette étude qu'ils pouvaient conduire à un modèle électrique complet du bruit BF dans ces composants, nous abordons maintenant la deuxième partie de nos travaux sur les TBHs. Elle traite de composants fabriqués par un deuxième constructeur (ATMEL) et de type différent de ceux étudiés précédemment puisque fabriqués à partir d'un fort pourcentage de germanium et d'une hétérojonction abrupte.

VI. Les composants d'ATMEL

En collaboration avec ATMEL, nous avons mené une étude de l'impact de procédés technologiques réalisés en « post-processing », sur des TBHs dont nous avons examiné l'évolution des caractéristiques électriques.

VI.1. Description des composants

Un résumé des caractéristiques électriques effectuées sur ces composants se trouve dans le *Tableau 5*. La caractérisation dynamique des composants est représentée par la fréquence de coupure et la fréquence maximale d'oscillation.

β (gain en courant)	160
BV_{CE0} (V)	3
f_T (GHz)	30
f_{max} (GHz)	50

Tableau 5 : Résumé des caractéristiques électriques des TBHs SiGe d'ATMEL.

Les transistors que nous avons étudiés sont des TBHs SiGe de dimension d'émetteur $1.2 \times 20 \mu\text{m}^2$, montés en configuration émetteur commun.

VI.2. Impact d'un dépôt de BCB (BenzoCycloButène)

Il s'agit d'évaluer l'impact sur les caractéristiques des transistors TBHs testés du procédé technologique qui conduit au dépôt de BCB. Pour cela nous avons procédé à un dépôt et une photogravure d'une couche de $10 \mu\text{m}$ de BCB sur une plaque contenant des circuits SiGe. Ensuite, nous avons procédé à un recuit du polymère à $250 \text{ }^\circ\text{C}$. Après cette étape, nous avons procédé à l'application d'un plasma d'oxygène O_2 , pendant deux minutes à une puissance de l'ordre de 200 W , afin d'améliorer l'adhérence de la couche d'accrochage avec le film BCB. Durant ce procédé plasma, la température ne dépasse pas les $34 \text{ }^\circ\text{C}$. La référence [IV. 23] décrit en détail ce procédé.

VI.2.1. Effet sur les caractéristiques statiques

Le réseau de sortie classique, en montage émetteur commun, est obtenu à partir de la mesure du courant de collecteur I_{CE} en fonction de la tension de collecteur V_{CE} ,

paramétrée suivant la commande naturelle du transistor bipolaire, le courant de base I_B . Les résultats n'ont montré aucun impact du procédé technologique conduisant au dépôt de BCB ainsi que du plasma d'oxygène associé sur les caractéristiques statiques, comme le montre la *Figure 73*. Le trait continu présente les courbes avant, et le trait pointillé après les étapes technologiques. Le pas du courant de commande I_B est de $8 \mu\text{A}$.

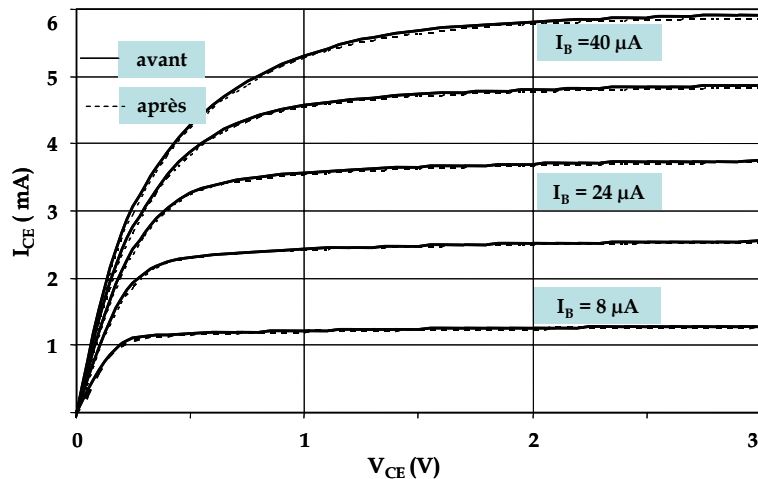


Figure 73 : Caractéristiques statiques d'un transistor TBH test avant et après le procédé technologique à base de BCB et d'un plasma O_2 .

Ce réseau nous fournit la première évaluation du comportement du composant. Un paramètre important issu de cette caractéristique est le gain statique en courant β . Il est de l'ordre de 155 et il est resté invariant avant et après le traitement de la plaque.

VI.2.2. Effet sur le tracé de Gummel en régime direct

Le tracé de Gummel consiste à représenter la variation des courants de base et du collecteur I_B et I_C en fonction de la tension V_{BE} à une tension V_{BC} nulle sur un graphe semi-logarithmique.

La première remarque concerne la région du fonctionnement normal (V_{BE} compris entre 0.6 et 0.8 V). Dans cette zone, nous ne distinguons pas d'évolution significative à la fois de la composante du courant du collecteur et celle du courant de base. Par contre les régions de très basse polarisation, qui sont les régions où les phénomènes de recombinaisons et les courants de fuite prennent naissance (phénomènes qui limitent les performances principalement le gain en courant), font apparaître une légère évolution après traitement de la plaque. Elle se traduit par une augmentation

des fuites mais pour des valeurs qui restent toujours faibles, environ 10^{-11} A pour le courant de base et 10^{-10} A pour le courant de collecteur.

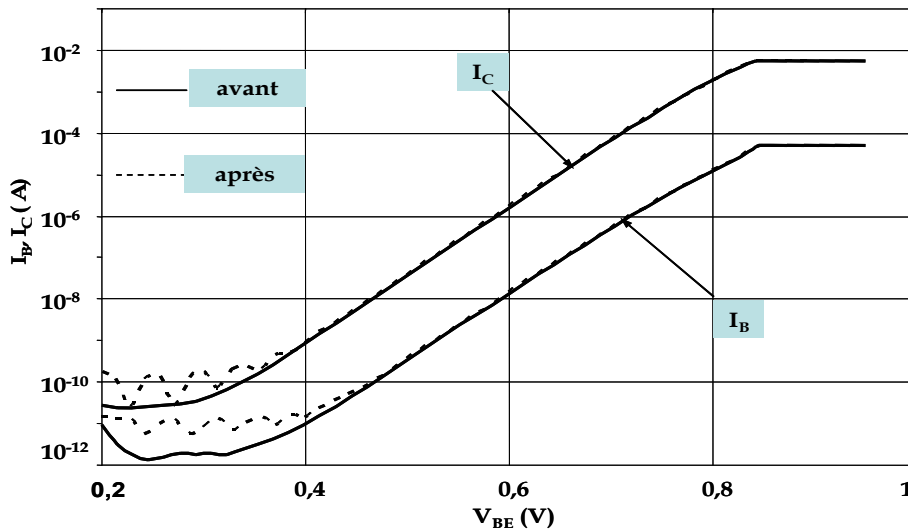


Figure 74 : Tracé de Gummel en régime direct avant et après le procédé technologique BCB et du plasma O₂.

Le gain en courant est représenté par l'écart entre les deux courbes. Dans le régime du fonctionnement normal, sa valeur est restée toujours invariante sur les TBHs testés comme nous l'avons déjà observé, à partir du réseau direct. Par contre, en régime de faibles polarisations il a diminué : son maximum ne dépasse pas 100.

VI.2.3. Effet sur les caractéristiques en bruit BF.

En terme de bruit BF, nous avons effectué la mesure de la densité spectrale du bruit en courant de base. Toutes les mesures ont été réalisées à même courant de base $I_B = 24 \mu\text{A}$ avant et après traitement, la tension V_{CE} était maintenue à 2 V. Nous avons observé que le courant de collecteur I_C conserve une même valeur de l'ordre de 3.75 mA.

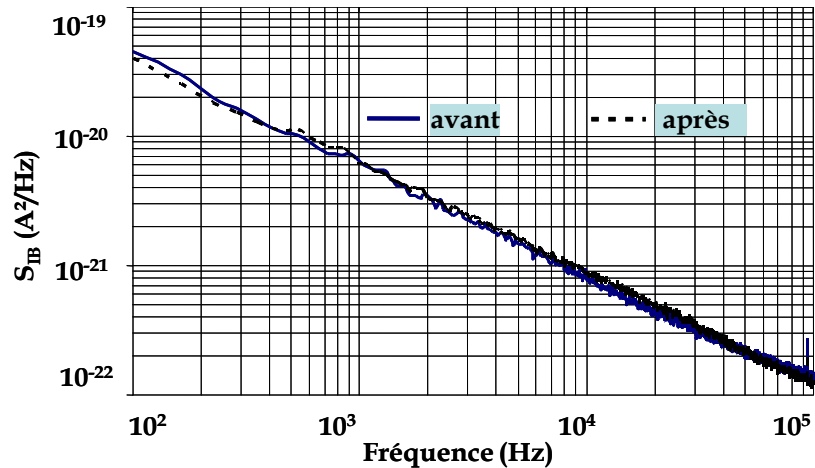


Figure 75 : S_{IB} avant et après le procédé technologique BCB et le plasma O_2 ($V_{CE} = 2V, I_B = 24 \mu A, I_C = 3.75 mA, A_E = 1.2 \cdot 20 \mu m^2$).

Le bruit mesuré du TBH testé n'a fait apparaître la présence d'aucune composante de bruit BF excédentaire, qui pourrait être due à une contamination des circuits actifs ou à une génération de charges après l'application du procédé technologique BCB ainsi que du plasma d'oxygène. Cette observation est valide dans la bande 100 Hz-10 kHz. Par contre, au-delà de 10 kHz, il y a une apparition d'un centre de génération recombinaison (GR) de faible amplitude, qui est corrélé à la faible augmentation des courants de fuites observés sur les caractéristiques statiques (Gummel Plots, phénomènes de recombinaisons qui peuvent naître) [IV. 25]. Il faut signaler que, pour ces composants, le plancher de bruit n'est pas observable.

VI.3. Influence de l'étape de recuit à différentes températures

Dans ce paragraphe, nous avons appliqué des contraintes de nature thermique. La plaquette a été recuite dans un four pour une durée d'une heure, à des températures de : 300, 330, 360, et 400 °C.

VI.3.1. Impact du stress thermique sur les caractéristiques statiques

La première observation que nous pouvons faire concerne le fait qu'aucun mécanisme de dégradation marquant n'a été observé jusqu'à 360°C (Température non comprise), ce qui signifie que la technologie SiGe se comporte comme les technologies Silicium [IV. 24]. Pour illustrer ceci, nous avons reporté sur la Figure 76,

le tracé du réseau direct sur un composant typique en fonction des diverses températures appliquées lors du recuit.

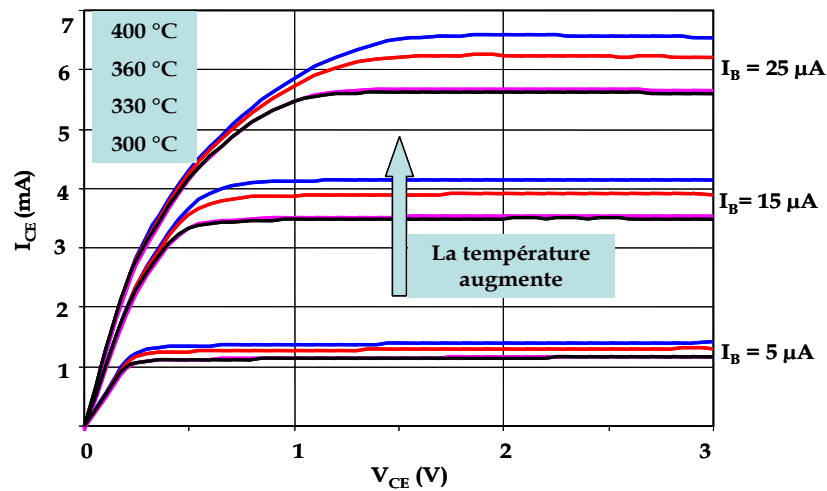


Figure 76 : Caractéristiques statiques d'un transistor TBH testé avant et après le recuit thermique.

Après le recuit à la température 360 °C, le courant I_C augmente de 10% environ, et après 400°C, l'augmentation est de 18%.

VI.3.2. Impact du stress thermique sur le tracé de Gummel direct

Les évolutions du tracé de Gummel en régime direct nous indiquent que dans la région du fonctionnement normal (V_{BE} compris entre 0.6 et 0.8 V), il n'y a pas d'évolution significative à la fois de la composante de courant de collecteur et de celle du courant de base. En ce qui concerne les régions de très basse polarisation (V_{BE} compris entre 0.2 et 0.3 V), nous pouvons constater que le courant du collecteur ne varie pratiquement pas et présente une valeur extrêmement faible de l'ordre de 8.10^{-11} A. Par contre la composante de courant de base, augmente pour V_{BE} comprise entre 0.2 et 0.45 V. Ceci est probablement la conséquence de l'apparition de défauts responsables de recombinaisons dans la charge d'espace de l'hétérojonction base émetteur [IV. 26].

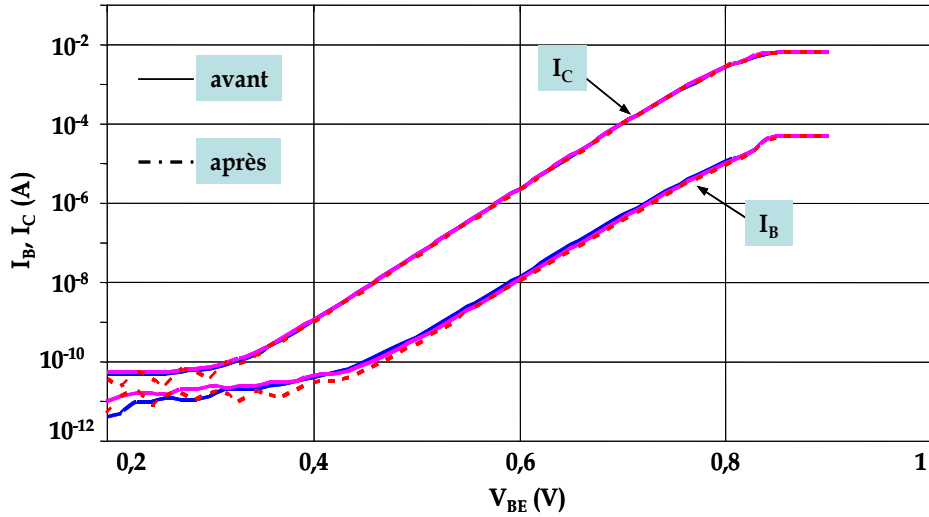


Figure 77 : Tracé de Gummel en régime direct avant et après le recuit thermique

VI.3.3. Impact des stress thermiques sur les caractéristiques en Bruit BF

Il a été déjà démontré que les mécanismes de dégradation microscopiques peuvent se traduire par des dégradations du niveau de bruit BF par l'intermédiaire d'une augmentation de la composante de bruit en $1/f$ ou encore par l'apparition de composantes de bruit de GR liées à des effets de piégeage/dépiégeage des porteurs sur des centres discrets situés dans la bande interdite du semi-conducteur. Afin de vérifier ce point, nous avons effectué des mesures du générateur de bruit en courant à l'entrée du composant. Ce générateur rend donc compte des fluctuations de courant au niveau de la jonction base émetteur qui est une zone critique du composant.

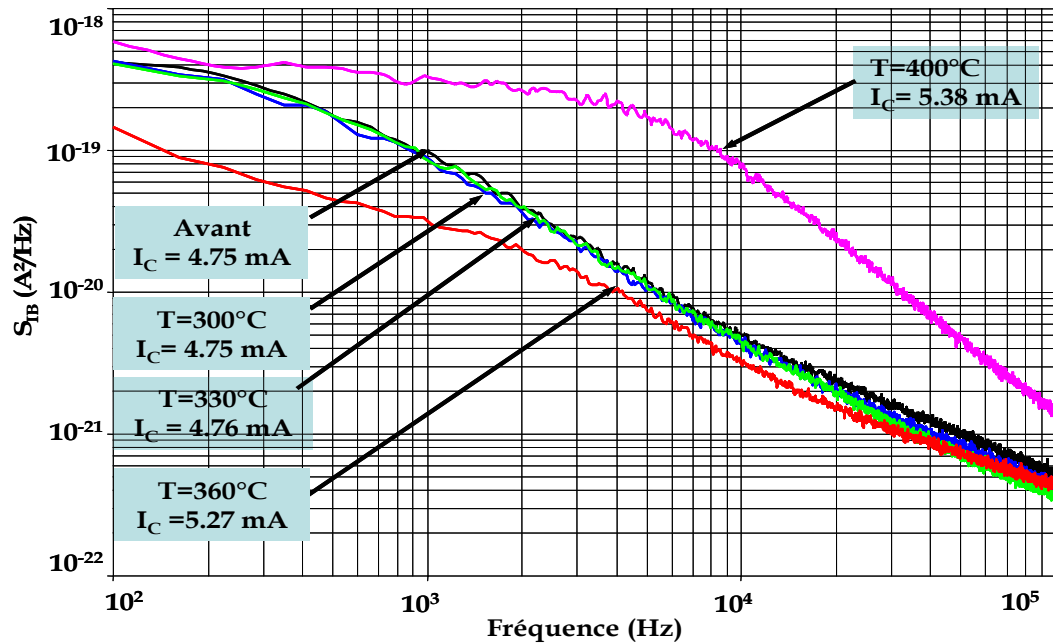


Figure 78 : S_{IB} avant et après le recuit ($V_{CE} = 2V$, $I_B = 20 \mu A$, $A_E = 1.2 \cdot 20 \mu m^2$).

La première remarque que nous pouvons faire d'après la Figure 78 concerne la composante de bruit en $1/f'$, en fonction des différentes étapes (avant le recuit, après des recuits à 300 et à 330°C) : elle reste invariante. Par contre, après le recuit à 360 °C, nous pouvons observer une évolution significative de la signature en bruit avec en particulier l'apparition des centres *GR*, ce qui confirme les résultats précédents obtenus lors des mesures statiques.

La seconde remarque concerne l'augmentation du niveau de bruit *GR* après le recuit à 400 °C. Des résultats similaires ont été observés dans les travaux de Babcock et ses co-auteurs [IV. 27]. Notons que ce comportement n'est pas lié à la nature de la couche de base mais plutôt au fort champ électrique qui règne au voisinage de la jonction émetteur base.

VI.4. Impact du micro-usinage de volume du substrat silicium

Il s'agit d'une gravure physico-chimique car elle met en jeu à la fois un bombardement ionique donc dissipation d'énergie mécanique, et une réaction chimique entre le gaz ionisé et les surfaces de l'échantillon. Les atomes du gaz réagissent avec les atomes de l'échantillon pour former une nouvelle espèce volatile qui sera évacuée par le groupe de pompage. Nous parlons ici de gravure ionique

réactive (ou Reactive Ionic Etching « RIE ») ou encore d'une gravure sèche car se déroulant au sein d'un plasma, par opposition à la gravure humide de matériau. Le réglage des différents paramètres physiques (pression, puissance, température, polarisation) permet de donner plus ou moins d'importance à l'un ou l'autre des procédés de gravure. En effet, une faible polarisation, une pression et une température élevées vont favoriser le processus chimique. Par contre, une tension de polarisation importante et une pression basse vont favoriser le bombardement ionique.

Dans notre cas, le micro-usinage de volume de substrat silicium qu'a été appliqué permet de réaliser des composants passifs sur membrane diélectrique à faible perte en éliminant la source principale de pertes qui est le substrat de silicium dispersif. Ceci permet d'obtenir un milieu de propagation similaire à l'air. Nous avons, donc, procédé à une gravure sèche DRIE (Deep RIE) de profondeur 340 μm sur un substrat SiGe de 400 μm d'épaisseur dans une machine à plasma (ICP Multiplex) en présence d'un mélange de gaz de plasma ($\text{C}_4\text{F}_8/\text{SF}_6/\text{O}_2$). Afin de déterminer la position à partir de laquelle le micro-usinage du Si endommage les composants actifs, nous avons conçu un masque qui comporte des ouvertures pour la gravure parfaitement localisées dans le plan de la plaquette en x et en y. La Figure 79 montre les deux gravures que nous avons effectuées, la première à 50 μm du TBH testé, et la deuxième en dessous d'un autre TBH testé de la même plaquette.



Figure 79 : gravure DRIE du substrat silicium à (a) : $\Delta X = 50 \mu\text{m}$, (b) : $\Delta X = 50 \mu\text{m}$, en dessous du TBH testé.

VI.4.1. Impact du micro-usinage de volume sur le réseau direct

Lors de l'acquisition du réseau direct $I_{CE}(V_{CE})$, nous avons remarqué pour le TBH dont la gravure est à $\Delta X = 50 \mu\text{m}$, que les courbes avant et après gravure sont

confondues. Par contre, concernant le TBH testé où la gravure est en dessous, il y a une légère variation au niveau du courant de sortie pour un même I_B (Figure 80).

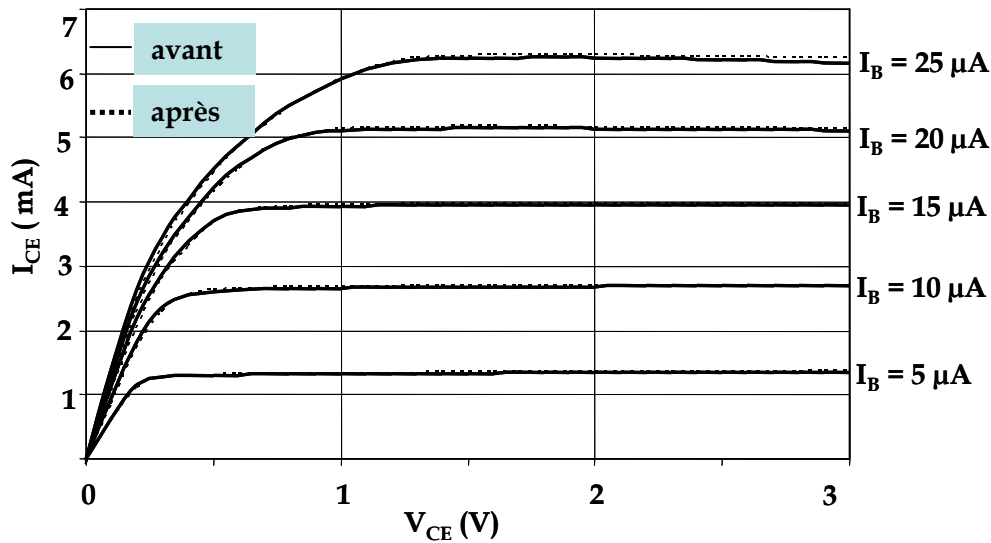


Figure 80 : Caractéristiques statiques de transistor TBH testé avant et après une gravure DRIE du substrat silicium à $\Delta X=0$.

VI.4.2. Impact du micro-usinage de volume sur le tracé de Gummel

D'après l'examen du tracé de Gummel (Figure 81), dans la région du fonctionnement normal (V_{BE} comprise entre 0.6 et 0.8 V), nous pouvons dire que dans cette zone il n'y a aucune évolution significative à la fois de la composante de courant de collecteur et de celle du courant de base. En ce qui concerne les régions de très basse polarisation, nous pouvons relever pour la composante de courant du collecteur, un léger changement après gravure. Il se traduit par une faible augmentation des fuites mais à des valeurs qui restent toujours faibles et qui ne dépassent pas 10^{-11} A. Par contre, pour la composante du courant de base, il y a un changement important d'environ une décade intervient. Il reste à voir si cette augmentation des fuites dans la base a un impact sur le bruit BF.

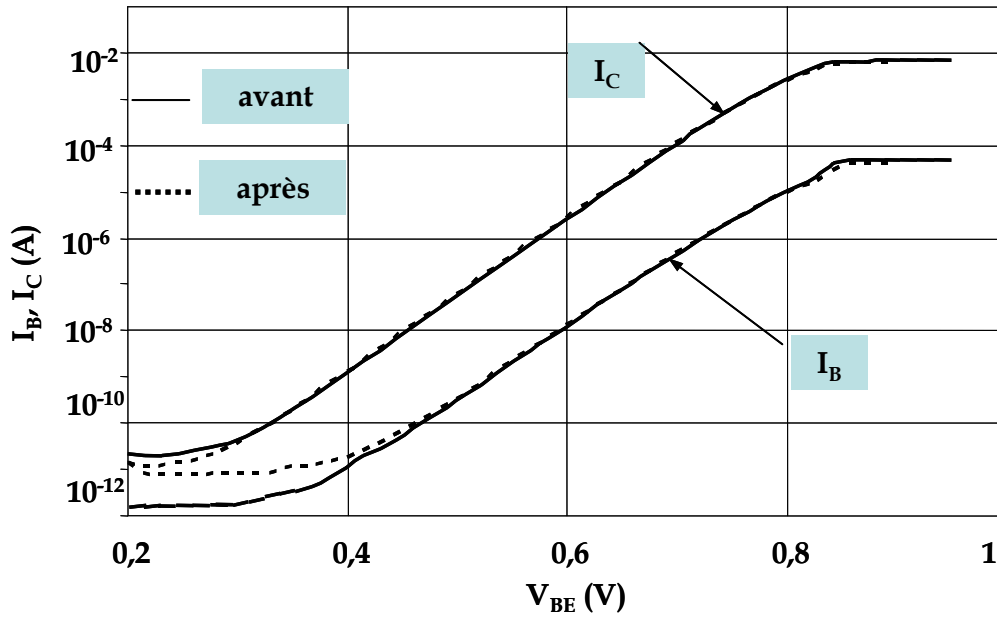


Figure 81 : Tracé Gummel de transistor TBH test avant et après une gravure DRIE du substrat silicium à $\Delta X=0$.

VI.4.3. Impact du micro-usinage de volume sur les caractéristiques en bruit BF

Concernant la mesure de la source de bruit en courant à l'entrée des transistors TBH testés, une modification non négligeable du niveau de bruit est observé pour le transistor dont le micro-usinage se situe juste en dessous ($\Delta X=0$, $\Delta Y=0$), comme le montre la Figure 82.

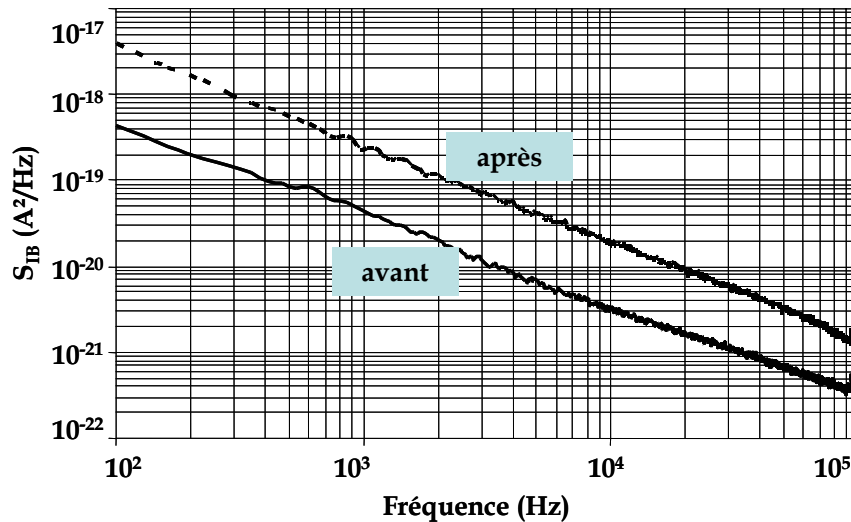


Figure 82 : S_{IB} avant et après une gravure DRIE du substrat silicium à $\Delta X=0$ ($V_{CE} = 2V$, $I_B = 20 \mu A$, I_C (avant) = 5.08 mA, I_C (après) = 5.20 mA, $A_E = 1.2 \cdot 20 \mu m^2$).

Sur ces courbes, nous pouvons observer d'une part que la signature en bruit BF avant et après l'application du procédé technologique, est celle d'un bruit en $1/f^2$, qui augmente d'environ d'une décade au niveau de son amplitude. Ceci confirme que la dégradation liée à ce procédé se manifeste dans la jonction base-émetteur par l'apparition de défauts.

Par contre, la gravure DRIE du substrat silicium réalisée à une distance égale à $50 \mu\text{m}$ par rapport au transistor TBH test n'a fait apparaître aucun changement dans la densité spectrale du bruit BF de base comme l'illustre la Figure 83.

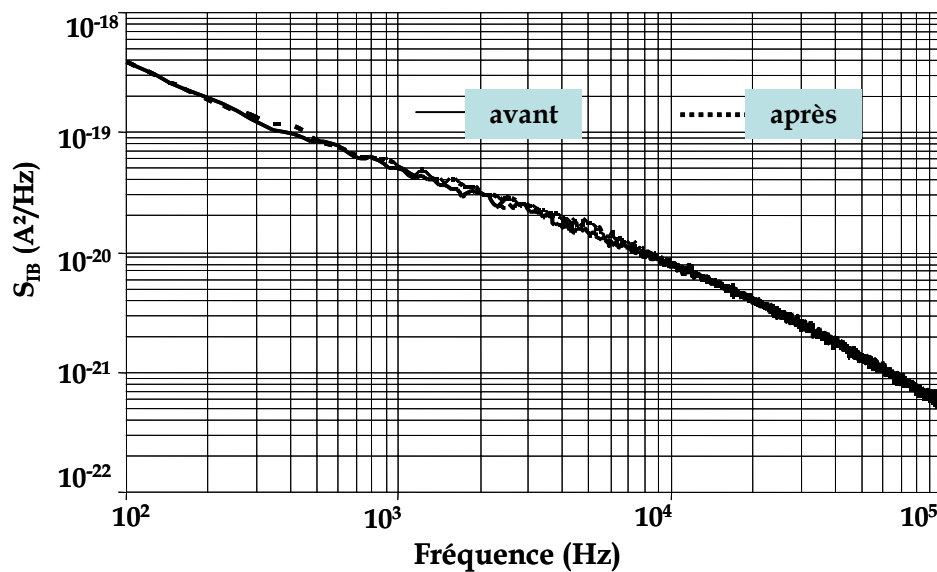


Figure 83 : S_{IB} avant et après une gravure DRIE du substrat silicium à $\Delta X = 50 \mu\text{m}$ ($V_{CE} = 2\text{V}$, $I_B = 20 \mu\text{A}$, I_C (après et avant) = 5mA , $A_E = 1.2 \cdot 20 \mu\text{m}^2$).

Ce résultat montre que la réalisation d'un circuit suspendu proche de circuits actifs est possible, mais en évitant d'effectuer la gravure du substrat juste sous les circuits en question, sous peine de dégradation des performances principalement en bruit BF. Ce résultat est particulièrement important car il fixe des règles de dessin pour développer le concept de « MEMS IN IC » consistant à développer des étapes de micro-usinage en « post-processing » pour développer les fonctions micro-ondes performantes, compactes et économiques.

VII. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé la caractérisation en régime statique et en bruit BF de deux familles de transistors TBH provenant d'IBM et d'ATMEL.

Dans la première partie, l'étude des TBHs d'IBM a montré que le bruit en $1/f$ était décrit par trois sources de bruit associées aux fluctuations du courant de base, aux fluctuations du courant de collecteur et aux parties résistives des composants. Nous avons également montré que le bruit BF pourrait être amélioré en utilisant le SiGe (en particulier en augmentant le pourcentage de Germanium). Le modèle phénoménologique de bruit BF que nous avons développé peut être introduit dans un simulateur commercial micro-ondes pour prédire les performances en bruit de phase d'oscillateurs micro-ondes utilisant des TBHs SiGe.

La seconde partie a été dédiée à l'étude d'impact des procédés technologiques « MEMSINIC » appliqués sur des TBHs d'ATMEL. Nous, nous sommes en particulier intéressés à l'impact possible sur les propriétés électriques d'un dépôt BCB avec plasma O₂, d'un recuit thermique, et d'un micro-usinage du silicium. Les résultats de mesures statiques ainsi que ceux de mesures en bruit BF des TBHs testés, réalisés avant et après l'application de chaque procédé, n'ont montré aucune dégradation. Toutefois dans le cas d'une gravure du silicium réalisée sous le TBH testé, nous avons relevé une augmentation forte du niveau de bruit en $1/f'$. De plus suite au recuit thermique, il a été observé une apparition de centres de bruit *GR* avec une forte amplitude.

VIII. REFERENCES du CHAPITRE IV

- [IV. 1] **P.M. Asbeck, T. Nakamura**, "Bipolar Transistor Technology : Past and future directions", IEEE Tran on Electron Devices, Vol. 48, N° 11, pp. 2455-2456, 2002.
- [IV. 2] **J. Boucher, J. Simonne**, "Principes et fonctions de l'Electronique intégrée", Cepadues-Editions, 4^e Trimestre 1977.
- [IV. 3] **S.M. Sze**, "Physics of Semiconductor Devices", Wiley-Interscience, 1981.
- [IV. 4] **G. Rey, P. Leturcq**, "Théorie Approfondie du transistor bipolaire", Masson & Cie, 1972.
- [IV. 5] **P. Pouvil**, "Composants semiconducteurs micro-ondes ", Masson, Collection Technologies, 1994.
- [IV. 6] **M. Hong, E.De Fresart, J. Steele, A. Zlontnicka, C. Stein, G. Tann**, "High Performance SiGe epitaxial base bipolar transistor produced by a reduced pressure CVD reactor", IEEE Electron Devices Letters, Vol. 14, pp. 450-452, Sept 1993.
- [IV. 7] **D.Ahlgren et al.**, "Manufacturability demonstration of an integrated SiGe HBT technology for the analog and wireless marketplace" Tech. Dig. Int. Electron Devices Meeting, pp. 856-862, 1996.
- [IV. 8] **D.L. Harame et al.**, "Si/SiGe Epitaxial-Base Transistors - Part II: Process Integrations and Analog Applications," IEEE Trans. On Electron Devices, Vol. 4, no. 3, pp. 469-482, March 1995.
- [IV. 9] **J.D. Cressler** "SiGe HBT Technology: A new contender for Si based RF and Microwave Circuit Applications," IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, Vol. 46, N° 5, pp. 572-589, 1998.
- [IV. 10] **G.F. Niu et al.**, "Noise parameter optimization of UHD/CVD SiGe HBT's for RF and Microwave Applications" IEEE Trans on Electron Devices, Vol. 46, pp. 1589-1597, August 1999.
- [IV. 11] **A. Rennane**, "Etude des propriétés électriques et en bruit de transistors bipolaires", Rapport DEA Université Paul Sabatier, Juin 2001.
- [IV. 12] **B.Van. HAAREN**, "Etude des phénomènes de Bruit Electrique Dans les transistors bolaires à hétérojonction micro-ondes Si/SiGe/Si " Thèse de l'Université Paul Sabatier Toulouse, 1998, N° 3043.

- [IV. 13] **Y. Dai et al**, "Current Noise due to Generation-Recombination of carriers in forward-based p-n junctions", *Solid-State Electronics*, Vol. 34, N° 3, pp. 259-264, 1991.
- [IV. 14] **A. Van Der Ziel et al**, "Location of 1/f Noise Sources in BJT's and HBJT's Theory", *IEEE Trans on Electron Devices*, Vol. 33, N° 9, pp. 1371-1376, 1986
- [IV. 15] **H.A.W. Markus, T.G.M. Kleinpenning**, "Low Frequency noise in polysilicon emitter bipolar transistors", *IEEE Trans. on Electron Devices*, Vol. 42, N° 4, pp. 720-727, 1995.
- [IV. 16] **L.S. Vempati, J.D. Cressler, J.A. Babcock, R.C. Jaeger, D.L. Harame**, "Low Frequency noise in UHV/CVD Epitaxial Si and SiGe Bipolar Transistors", *IEEE Jour. Of Solid-State Circuits*, Vol. 31, N° 10, pp. 1458-1467, 1996.
- [IV. 17] **A. Gruhle, C. Mähner**, "Low 1/f Noise SiGe HBTs with application to low phase noise microwave oscillators", *Electronics Letters*, Vol. 33, N° 24, pp. 2050-2052, November 1997.
- [IV. 18] **Jin-Ho.S et al**, "Low Frequency Noise Characteristics of Self-aligned AlGaAs/GaAs Heterojunction Bipolar Transistors with a Noise Corner Frequency Below 3 kHz" *IEEE Trans .Microwave Theory and Techniques Devices*, Vol. 46, pp1604-1613, November 1998.
- [IV. 19] **M.N.Tutt et al**, "Low Frequency Noise Characteristics of Self-aligned AlGaAs/GaAs Power Heterojunction Bipolar Transistors " *IEEE Trans on Electron Devices*, vol 42, pp219-230, February 1995.
- [IV. 20] **T.G.M Kleinpenning**, "Low-Frequency Noise in Modern Bipolar transistors: Impact of intrinsic Transistor and Parasitic Series Resistances" *IEEE Trans on Electron Devices*, Vol. 41, pp1981-1991, June 1993.
- [IV. 21] **H.A.W. Markus**, "Low Frequency Noise in Polysilicon Emitter Bipolar Transistors", *IEEE Trans on Electron Devices*, Vol. 42, pp. 720-727, April 1995.
- [IV. 22] **A.K.Kirtania et al**, "Measurement and Comparison of 1/f Noise and G-R Noise in Silicon Homoijunction and III-V Heteroijunction Bipolar Transistors ", *IEEE Trans on Electron Devices*, Vol. 43, pp. 784-792, May 1996.

[IV. 23] **K. Grenier, D. Dubuc, J-P. Busquère, F. Bouchriha, A. Rennane, P. Pons, R. Plana**, "Interests of polymers in RF MEMS applications", 5th Workshop on MEMS for millimeter wave communications, MEMSWAVE 2004, Uppsala, Sweden, June 2004.

[IV. 24] **H.U. Schreiber, J.N. Albers**, Electronics Letters, Vol. 27, N° 28, pp. 1187-1192.

[IV. 25] **J.M. Dienot**, "Caractérisation et Modélisation électrique non linéaire du transistor bipolaire à hétérojonction micro-ondes GaAlAs/GaAs, application à la conception d'un oscillateur micro-ondes contrôlé en tension" Thèse de l'Université Paul Sabatier Toulouse, 1994, N° 1701.

[IV. 26] **W. Liu**, "Experimental comparaison of base recombinaison currents in abrupt and graded AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistors", Electronics Letters, Vol. 27, N° 23, pp. 2115-2116, November 1991.

[IV. 27] **J.A. Babcock, J.D. Cresler, L.S. Vempati, A.J. Joseph, D.L.Harame**, "Correlation of low frequency noise and emitter base reverse bias stress in epitaxial si and SiGe base bipolar transistors", in Tech Dig of International Electron Device Meeting, pp. 357-360, 1995.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire traite du bruit basse fréquence en excès dans des transistors hyperfréquences à technologies avancées d'une part de type bipolaire à hétérojonction silicium/silicium-germanium et d'autre part de type effet de champ avec une couche active soit en silicium-germanium contraint soit en nitrure de gallium. Les composants actifs correspondants nous ont été fournis dans le cadre de collaborations avec le consortium TIGER et les sociétés DAIMLER CHRYSLER, IBM et ATMEL et les travaux associés ont fait l'objet de plusieurs contrats.

Dans le premier chapitre nous avons rappelé les caractéristiques des principales sources physiques de bruit BF que l'on peut s'attendre à trouver dans les composants actifs semiconducteurs et insisté particulièrement sur le fait que la réduction des dimensions inhérente à tout composant hyperfréquence joue un rôle d'amplification du bruit en excès qu'il soit lié à des fluctuations du nombre de porteurs ou de leurs mobilités. Nous avons ensuite expliqué pourquoi, pour rendre compte du comportement en bruit du composant, nous avons retenu soit les représentations des sources de bruit équivalentes sous forme parallèle (deux sources de bruit en courant à l'entrée et à la sortie du quadripôle non bruyant notées i_i et i_o) soit la représentation sous forme chaîne (quadripôle non bruyant précédé par deux sources de bruit en tension et en courant à son entrée notées e et i). Chacune de ces représentations correspond à une technique de caractérisation spécifique et nous avons décrit comment chacune d'entre elles a été mise en œuvre avec le matériel dont nous disposions pour la suite du travail.

Nous avons enfin souligné que les comportements en bruit observés sur des composants de technologie peu mature ne pouvaient s'appliquer qu'à eux et ne permettaient pas d'anticiper avec précision toutes les spécificités en bruit BF de la famille technologique dont ils font partie.

Nous avons alors entrepris la caractérisation du bruit BF dans des HEMTs à canal n contraint Si/Si_{0,6}Ge_{0,4} dont nous avons pu analyser divers échantillons de dimensions différentes (notamment au niveau de la longueur de grille) fabriqués par le centre de recherche DAIMLER CHRYSLER.

Conclusion Générale

Parmi les MODFETs étudiés, ceux présentant une longueur de grille de 0.1 μm ont une fréquence de coupure du gain en puissance évaluée à environ 100 GHz. Ce sont donc des performances HF très satisfaisantes pour des composants sur silicium même comparées à celles des HEMTs 0.1 μm sur InP qui dépassent 300 GHz.

Nous avons alors analysé le bruit BF généré dans ce type de composant en nous intéressant aux bruits en excès des courants de grille et de drain qui apparaissent sur la sortie et l'entrée court-circuitées du transistor utilisé en source commune.

Au niveau du drain, les mesures aux différents régimes de fonctionnement ont permis d'une part de mettre en évidence la contribution des régions d'accès sur le niveau de bruit mesuré du composant et d'autre part d'émettre des hypothèses sur les origines de ce bruit. En régime ohmique, le spectre de bruit du courant de drain noté S_{ID} se caractérise par la superposition de deux bruits de natures différentes : d'une part du bruit en $1/f$ et d'autre part du bruit Lorentzien. De plus l'analyse des évolutions de ce bruit en régime ohmique en fonction de V_{GS} indique que le coefficient du bruit en $1/f$ généré dans les régions d'accès ($\alpha_h = 1.4 \cdot 10^{-3}$) est bien supérieur à celui du canal ($\alpha_n = 3.4 \cdot 10^{-5}$) ce qui laisse penser à l'existence d'un bruit de contact. En régime saturé, la contribution de la région d'accès coté source reste essentielle de par son effet sur le gain du composant mais le bruit BF est essentiellement généré dans le canal et reste la conjugaison de deux sources de nature différente : le bruit en $1/f$ qui pourrait être dû à des fluctuations de mobilité peu sensibles à la température et le bruit GR sensible à l'augmentation de température due à l'auto-échauffement du composant. En ce qui concerne le niveau de ce bruit de drain en excès, les composants testés présentent des performances satisfaisantes par rapport aux structures à effet de champ III-V puisque leur rapport bruit en excès/bruit blanc est déjà sensiblement équivalent pour une fréquence donnée malgré la faible maturité technologique de la structure.

Les analyses de bruit au niveau de la grille polarisée en inverse ont fait apparaître une évolution différente du bruit à fort $|V_{GS}|$ selon que l'on se trouve à fort ($>0.5\mu\text{A}/\text{mm}$) ou faible courant inverse I_G . Or la caractérisation du courant de grille en inverse de ces HEMTs silicium a révélé un courant de fuite indépendant de la géométrie de grille donc circulant en dehors de la grille et dont les origines à fort

Conclusion Générale

$|V_{GS}|$ seraient principalement un défaut d'isolation de la jonction **pn** entre les implantations sous le drain et le substrat et à faible $|V_{GS}|$ des fuites en surface entre les divers contacts liés à une passivation insuffisante. Ainsi, à fort courant, nous avons associé le bruit observé aux fluctuations de mobilité des porteurs transitant par le substrat alors qu'à faible courant nous avons suggéré qu'il serait plutôt associé à une fluctuation de nombre de porteurs participant à une conduction par défauts en surface : il serait analogue à du bruit **GR**.

La mesure de la cohérence entre les bruits de grille et de drain pour tous les points de polarisations étudiés a révélé une valeur quasiment nulle dans tous les cas. Elle confirme donc que les sources de bruit de grille et de drain des HEMTs étudiés n'ont pas la même origine physique : substrat et surface dans le premier cas, canal actif et ses régions d'accès dans le second cas.

Finalement, l'analyse à 10 GHz du bruit de phase résiduel a montré que ces composants se comparaient bien par rapport aux HEMTs sur GaAs et a confirmé que le composant le plus volumineux restait le moins bruyant indépendamment de la technologie.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté l'étude des propriétés en bruit BF d'une filière de composants HEMT à base de Nitrure de Gallium optimisés pour des applications de puissance. Cette étude s'est déroulée dans le cadre d'un projet européen soutenu par l'ESA, et en partenariat avec le Centre de Recherche sur l'Hétéro Epitaxie et ses Applications (CRHEA) de Valbonne, le Laboratoire Central de Recherche (LCR) de Thalès, l'IEMN de Lille et le LAAS.

L'étude a été menée par l'intermédiaire de caractérisations statiques afin d'identifier les paramètres fonctionnels, et par l'intermédiaire de caractérisations de bruit aux basses fréquences en fonction des conditions de polarisation et en fonction des géométries des composants. L'objectif est l'identification des processus physiques produisant le bruit dans ces composants. Deux types de filières ont été étudiées, l'une à base de substrat saphir l'autre à base de substrat silicium. Parmi les résultats marquants obtenus en régime statique, on peut constater des courants de fuites un peu élevés et, pour les composants sur silicium, des performances inférieures aux performances des composants sur substrat de saphir. Ces

Conclusion Générale

observations n'ont cependant rien de catastrophique car il semble acquis (si l'on se réfère à la littérature et aux derniers résultats obtenus) que ces résultats préliminaires sont essentiellement dus à des problèmes de maturité technologique en voie de résolution.

L'étude du bruit BF, a été conduite par l'intermédiaire de la mesure simultanée des générateurs de bruit en courant associés aux fluctuations du courant de grille, du courant de drain et de leur corrélation.

L'analyse en fonction de la fréquence a révélé des déviations par rapport à une composante de bruit en $1/f$ pur et l'étude en fonction de la polarisation a montré que le bruit apparent au niveau du drain du composant était composé de deux sources de bruit associées aux accès du transistor et au canal lui-même. En ce qui concerne le courant de bruit de grille, suivant le niveau de polarisation, deux régimes sont apparus dont l'un semble associé à des fluctuations de mobilité (à bas niveau) et l'autre à des fluctuations du nombre des porteurs à fort niveau.

L'étude de la corrélation a montré une quasi-indépendance des générateurs de bruit identifiés précédemment confirmant les localisations proposées.

Finalement, le dernier chapitre traite des propriétés en bruit BF du transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe. Deux types de filières ont été étudiées simultanément. Une première filière « dite compatible CMOS » où l'hétérojonction est de type graduelle avec des fractions de germanium réduites et une seconde filière où l'hétérojonction est dite abrupte. Il s'agit d'un vrai TBH (c'est-à-dire avec inversion des dopages de base et d'émetteur) avec un pourcentage de Germanium plus important typiquement compris entre 20% et 30%. Ces deux études ont été conduites dans le cadre de collaboration avec l'Université de Georgia Tech et la société IBM aux Etats Unis et avec la société ATMEL en Allemagne.

L'étude sur les TBHs à base graduelle a été effectuée par la mesure des générateurs de bruit en courant à l'entrée et à la sortie incluant leur corrélation en fonction de la polarisation, de la géométrie et du taux de germanium. Nous avons pu rapporter plusieurs résultats significatifs. En particulier nous avons observé que l'augmentation du taux de germanium ne s'accompagne pas d'une dégradation du niveau de bruit BF. Nous avons également montré que, pour cette filière, trois

Conclusion Générale

sources de bruit principales sont actives : une au niveau de l'hétérojonction émetteur base, une au niveau de la sortie du composant et enfin une dernière associée aux parties résistives des composants. Enfin nous avons, pour cette filière, proposé un modèle de bruit BF utilisable sur une plate forme de conception de circuits intégrés micro-ondes.

En ce qui concerne la filière de TBH à hétérojonction « abrupte », l'étude qui a été menée a consisté à utiliser le bruit BF comme outil d'évaluation de la compatibilité technologique de procédés technologiques de type « MEMS IN IC » ou encore « MEMS above IC ». Parmi les résultats importants à souligner, il faut citer à la fois l'obtention de règles de conception en matière de procédé technologique (température de recuit, caractéristiques de gravure plasma) ainsi que des règles de dessin permettant d'assurer la compatibilité des étapes de micro-usinage avec un procédé de fabrication industriel de circuits intégrés micro-ondes. Ainsi, nous avons démontré la faisabilité et la viabilité d'étapes de gravure volumique compatibles avec un procédé de fabrications de circuits intégrés BICMOS et avons ainsi contribué à surmonter un obstacle qui limitait de l'éclosion des technologies MEMS.

Les perspectives de ces travaux se situent d'abord au niveau de la consolidation des résultats obtenus lorsque la maturité technologique des composants HEMTs (SiGe et GaN) sera plus affirmée. Il conviendra alors de réaliser avec eux des fonctions sensibles au bruit BF telles que des oscillateurs afin de vérifier les performances obtenues et de valider les modèles du bruit BF.

Les méthodologie mises en œuvre seront ensuite directement utilisables pour les générations des nouvelles structures qui commencent à émerger : CMOS RF à couches contraintes Si et SiGe, MESFET sur diamant, transistors à base de nanostructures... Dans tous les cas on associe de nouveaux matériaux à une réduction des dimensions si bien que l'on multiplie la quantité de sources de bruit BF actives ainsi que leurs amplitudes et que l'on va ainsi voir intervenir des facteurs limitatifs des performances de plus en plus sérieux : il existera donc dans le futur encore beaucoup de travaux à mener pour les spécialistes du bruit BF en excès !

ANNEXES

Annexe 1. Tés de polarisation

Les Tés de polarisation utilisés pour éviter les problèmes d'oscillation que nous avons utilisés lors de la caractérisation en bruit BF sont schématisés électriquement par un self et des capacités, la figure ci-dessous représente le schéma électrique :

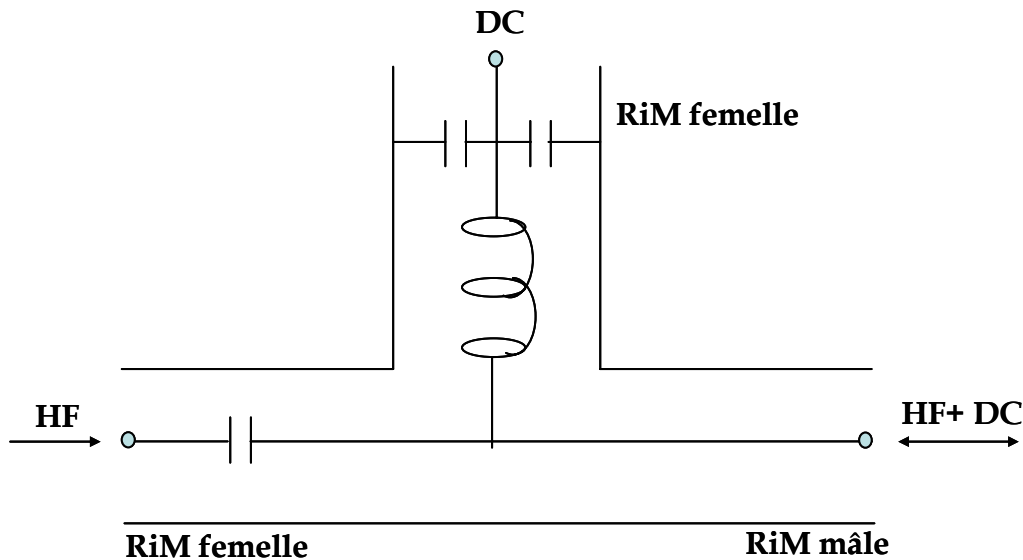


Figure A1.1. Schéma électrique de Tés de polarisation.

Ils combinent en un seul appareil les éléments d'un raccord capacitif et d'un té selfique. Ils permettent d'injecter le courant continu ou basse fréquence sur la ligne HF et de le diriger sur une voie. Le *tableau A1* récapitule les caractéristiques électriques et fréquentielles.

Grandeurs	Té 30	Té 33
Impédance caractéristique	50 Ω	50 Ω
Fréquence d'utilisation	0.010 - 1.5 GHz	1.5 - 6 GHz
Résistance continue de la self	1.5 Ω	0.15 Ω
Courant continu maxi admissible	250 mA	250 mA
Tension continue de blocage	100 V	100 V
Puissance HF transportable	10 W	25 W
Capacité série nominale	15 pF	10 pF

Tableau A1.1 : caractéristiques électriques et fréquentielles.

Annexe 2. Étage tampon

La conception de l'étage tampon est basée sur l'utilisation d'un transistor bipolaire classique en configuration base commune qui isole le générateur de bruit en tension sans dégrader le bruit en courant du TIA.

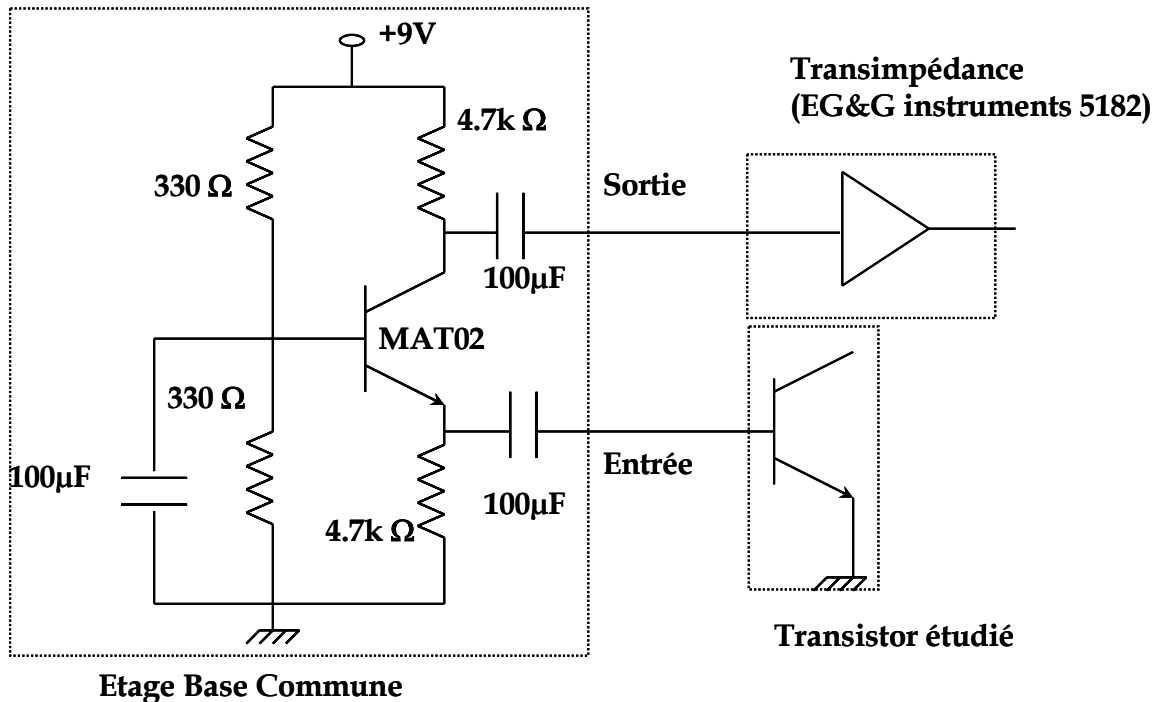


Figure A2.1 : amplificateur tampon utilisant un transistor MAT02 en configuration base commune.

Parmi les caractéristiques de ce montage, il a un gain en courant statique unitaire quand son gain inverse est infime. Son impédance d'entrée dépend de la polarisation, par contre, elle est indépendante de la fréquence dans la gamme qui nous intéresse. Donc, il court-circuite la source de bruit en courant de la base du transistor étudié. Cet étage a été utilisé lors de la caractérisation des TBHs, et spécialement pendant la mesure de la corrélation entre les deux sources de bruit en courant i_B et i_C .

Annexe 3. Équations de passage

Dans le cas des TECs, nous avons utilisé des équations de passage entre la représentation en chaîne et celle en parallèle.

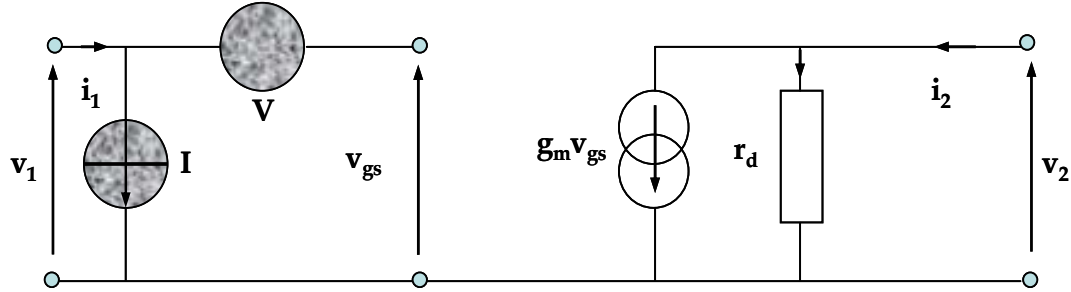


Figure A3.1 : représentation en chaîne (I)

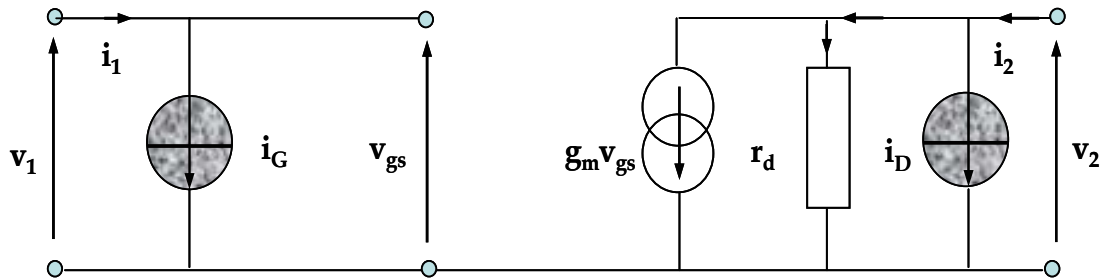


Figure A3.2 : représentation en parallèle (II)

D'après la représentation (I) nous pouvons écrire les équations suivantes :

$$i_1 = I \quad (a) \quad v_1 = \pm V + v_{gs} \quad (a')$$

$$i_2 = \frac{v_2}{r_d} + g_m v_{gs} \quad (b) \quad v_2 = (i_2 - g_m v_{gs}) r_d \quad (b')$$

D'après la représentation (II) nous pouvons écrire les équations suivantes :

$$i_1 = i_G \quad (c) \quad v_1 = v_{gs} \quad (c')$$

$$i_2 = i_D + \frac{v_2}{r_d} + g_m v_{gs} \quad (d) \quad v_2 = (i_2 - i_D - g_m v_{gs}) r_d \quad (d')$$

L'équation (b) devient l'équation (e), en remplaçant v_{gs} par son expression que nous retirons de l'équation (a').

$$i_2 = \frac{v_2}{r_d} + g_m (v_1 \mp V) \quad (e)$$

l'égalité entre (d) et (e) nous donne l'équation (f) :

$$i_D = \pm g_m V \quad (f)$$

en passant en notation des densités spectrales nous écrivons :

$$S_I = S_{IG}$$

$$S_V = \frac{I}{g_m^2} S_{ID}$$

$$S_{VI^*} = \frac{I}{gm} S_{IDIG^*}$$

LISTE DES PUBLICATIONS

Liste des Publications

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont fait l'objet de nombreuses publications à des revues et présentations à des conférences internationales et nationales.

Revues internationales

- A.RENNANE, L.BARY, J.L.ROUX, J.KUCHENBECKER, J.GRAFFEUIL, R.PLANA. "Reliability properties of SiGe HBTs", *Applied Surface of Science, Issues 1-4, Vol.224, pp.341-346, Mars 2004*.
- A.RENNANE, L.BARY, G.CIBIEL, O.LLOPIS, T. HACKBARTH, J.GRAFFEUIL, R.PLANA. "Noise behavior of SiGe n-MODFET's ", *Proceeding ISTDM, Special issue of Materials Science in Semiconductor Processing, 9p, accepted for publication August 2004*.
- G.CIBIEL, M.REGIS, O.LLOPIS, A.RENNANE, Y.KERSALE, V.GIORDANO, L.BARY, R.PLANA. "Optimisation of an ultra low phase noise sapphire - SiGe HBT oscillator using nonlinear CAD", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol.51, N°1, pp.33-41, January 2004*.

Congrès Internationaux

- A.RENNANE, L.BARY, J.GRAFFEUIL, R.PLANA. "DC and Low Frequency Noise Characteristics of SiGe n-MODFET", *European Microwave Week Amsterdam 2004 (Hollande), 3p, 11-15 October 2004*.
- A.RENNANE, L.BARY, J.L.ROUX, J.KUCHENBECKER, J.GRAFFEUIL, R.PLANA. "Reliability properties of SiGe HBTs", *1st International SiGe Technology and Device Meeting (ISTDM'2003), Nagoya (Japon), pp.73-74, January 2003*.
- A.RENNANE, L.BARY, G.NIU; J.D. CRESSLER, J. JOSEPH, J.GRAFFEUIL, R.PLANA. "Scaleable non linear low frequency noise model of SiGe HBT", *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2003. Digest of Papers. 2003 Topical Meeting on, pp. 189 - 191, 9-11 April 2003*.
- A.RENNANE, L.BARY, J.G.TARTARIN, Y.GUHEL, C.GAQUIERE, J.C.DEJAEGER, Z.BOUGRIOUA, S.DELAGE, J.GRAFFEUIL, R.PLANA. "Low frequency noise behaviour in AlGaIn/GaN HEMT's", *12th European Workshop on Heterostructure Technology (heTech'03), San Rafael (Espagne), 2p, 12-15 October 2003*.

Liste des Publications

- A.RENNANE, L.BARY, G.NIU, J.D.CRESSLER, A.J.JOSEPH, J.GRAFFEUIL, R.PLANA. Low frequency noise behavior of advanced SiGe HBT *1st International SiGe Technology and Device Meeting (ISTDM'2003), Nagoya (Japan), pp.71-72, 15-17 January 2003.*
- A.RENNANE, L.BARY, G.NIU, J.D.CRESSLER, A.J.JOSEPH, J.G.TARTARIN, J.GRAFFEUIL, R.PLANA. "Noise properties of SiGe based devices", *3rd International Conference on SiGe(C) epitaxy and heterostructures (ICSI3), Santa Fe (USA), pp.41-43, 9-12 Mars 2003.*
- J. KUCHENBECKER, A.RENNANE, M.BORGARINO, L.BARY, R.PLANA, F.FANTINI. "High electric field induced degradation in Si/SiGe HEMT's", *12th European Workshop on Heterostructure Technology (heTech'03), San Rafael (Spain), 2p, 12-15 October 2003.*
- L.BARY, E.ANGELI, A.RENNANE, G.SOUBERCAZE-PUN, J.G.TARTARIN, A.MINKO, V.HOEL, Y.CORDIER, C.DUA, R.PLANA, J.GRAFFEUIL. "Low frequency noise behavior in GaN HEMT's on silicon substrate", **Second SPIE International Symposium on Fluctuation and noise, 10p, Grain Canaria (Spain) 25-28 May 2004.**
- J.G.TARTARIN, G.S.PUN, A.RENNANE, L.BARY, R.PLANA, J.C DE JAEGER, S.DELAGE, J.GRAFFEUIL. "Low frequency noise characterization of AlGaIn/GaN HEMT as a tool for technology assessment and failure prediction", *Second SPIE International Symposium on Fluctuation and noise, 10p, Grain Canaria (Spain) 25-28 May 2004.*
- L.BARY, M.REGIS, G.CIBIEL, J.RAYSSAC, A.RENNANE, O.LLOPIS, M.BORGARINO, R.PLANA, J.GRAFFEUIL. "Low frequency noise characterization and modeling of microwave bipolar devices: application to the design of low phase noise oscillator", *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), Seattle (USA), pp.359-362, 2-4 June 2002.*
- K.GRENIER, D.DUBUC, J.P.BUSQUERE, F.BOUCHRIHA, A.RENNANE, P.PONS, R.PLANA. "Interests of Polymers in RF Applications", *Invited Paper. 5th Workshop on MEMS for Millimeter Wave Communication (MEMSWAVE), pp. G2-G5, Uppsala (Suede) 30 June- 2 July 2004.*
- K.GRENIER, D.DUBUC, L.MAZENQ, J.P.BUSQUERE, B.DUCAROUGE, F.BOUCHRIHA, A.RENNANE, V.LUBECKE, P.PONS, P.ANCEY, R.PLANA. "Polymer based technologies for microwave and millimeterwave applications", *Rapport LAAS, June 2004.*

Congrès Nationaux:

- A.RENNANE, L.BARY, J.GRAFFEUIL, R.PLANA. "Etude des phénomènes de bruit électrique dans les transistors à effet de champ micro-ondes à hétérojonction Si/SiGe", *Action Spécifique BRUIT, La Grande Motte (France), 7-8 Juin 2004 (2p)*.
- A.RENNANE, L.BARY, E.ANGELI, J.G.TARTARIN, J.GRAFFEUIL, R.PLANA. "Caractérisation des propriétés en bruit basse fréquence des transistors à effet de champ de type HEMT à base d'hétérojonction AlGaIn/GaN", *7ème Journée Microondes et Electromagnetisme de Toulouse (JMET'2004), Toulouse (France), 4p, 25 Février 2004*.
- A.RENNANE, L.BARY, J.KUCHENBECKER, J.L.ROUX, J.G.TARTARIN, L.ESCOTTE, J.GRAFFEUIL, R.PLANA. "Etude de bruit associé au courant de grille et de drain et tests de fiabilité préliminaires sur des transistors à effet de champ SiGe (MODFET) ", *13èmes Journées Nationales Microondes (JNM'2003), Lille (France), 2p, 21-23 Mai 2003*.
- A.RENNANE, L.BARY, J.KUCHENBECKER, J.L.ROUX, M.BORGARINO, J.G.TARTARIN, L.ESCOTTE, J.GRAFFEUIL, R.PLANA. "Caractérisation et tests de fiabilité préliminaires sur des transistors à effet de champ SiGe (MODFET) ", *6èmes Journées Microondes et Electromagnétisme de Toulouse (JMET'2003), Toulouse (France), 3p, 29 Janvier 2003*.
- F.BOUCHRIHA, A.RENNANE, P.PONS, R.PLANA, D.DUBUC, K.GRENIER, "Compatibilité de procédés technologiques liés à la fabrication de dispositifs passifs micro-ondes suspendus sur circuits actifs SiGe", *7ème Journée Microondes et Electromagnetisme de Toulouse (JMET'2004), Toulouse (France), 4p, 25 Février 2004*.
- L.BARY, A.RENNANE, G.CIBIEL, M.REGIS, M.BORGARINO, O.LLOPIS, R.PLANA, J.GRAFFEUIL. "Caractérisation et modélisation du bruit basse fréquence de composants bipolaires micro-ondes : application à la conception d'oscillateurs à faible bruit de phase", *5èmes Journées Microondes et Electromagnétisme de Toulouse (JMET'2002), Toulouse (France), 24 Janvier 2002 (Résumé)*.

Caractérisation et Modélisation du Bruit Basse Fréquence des composants Bipolaires et à Effet de Champ pour applications Micro-ondes

Résumé : Le travail présenté dans ce mémoire a pour objet principal l'étude des phénomènes de bruit du fond électrique basse fréquence dans des transistors pour applications micro-ondes de type effet de champ (HEMT) sur SiGe et GaN ainsi que de type bipolaire à hétérojonction (TBH) à base de silicium-germanium (SiGe).

Dans un premier chapitre nous rappelons les caractéristiques et propriétés essentielles des sources de bruit en excès que l'on rencontre généralement dans ce type de composants et proposons une description des bancs de mesure de bruit mis en oeuvre.

Dans les deuxième et troisième chapitres, nous proposons une analyse détaillée de l'évolution du bruit observé en fonction de la fréquence, de la polarisation, et de la géométrie sur des HEMTs des deux familles technologiques SiGe et GaN. Nous avons en particulier étudié les deux générateurs de bruit en courant en entrée et en sortie respectivement i_G et i_D ainsi que leur corrélation. Ceci nous a permis, en nous appuyant aussi sur l'analyse des caractéristiques statiques des transistors, d'identifier les diverses sources de bruit en excès présentes dans ces composants et de faire des hypothèses sur leurs origines.

Le dernier chapitre est consacré aux TBHs à base de SiGe. Dans une première partie nous établissons comment varie le bruit basse fréquence de TBHs, fabriqués par un premier constructeur, en fonction de la polarisation, de la géométrie et de la fraction molaire de germanium. Dans une seconde partie nous mettons en évidence, d'après nos observations effectuées sur des TBHs fabriqués par un second constructeur, l'impact important sur le bruit BF de stress thermiques appliqués sur ce type de composants.

Mots clés : SiGe, GaN, Transistors à Haute Mobilité Electronique, Transistors Bipolaires à Hétérojonction, Bruit Basse Fréquence (bruit BF), Bruit de Phase résiduel, modèle électrique de bruit.

Bipolar and Field Effect devices Low Frequency Noise Characterization and Modelling for Microwave applications

Abstract: This thesis deals mainly with electrical noise in microwave silicon germanium (SiGe) and gallium nitride (GaN) field effect transistors (HEMT's) and SiGe heterojunction bipolar transistors (HBT's).

The organisation of this memory is as follows, in first chapter, we remember the important properties of excess noise sources encountered in these type devices. In addition, we describe the measurement set-ups used for static and noise characterization.

In the second and third chapters, a thoroughful analysis of the noise dependence on frequency, bias, and geometry of both SiGe and GaN HEMT's, has been carried out, specifically, the input and output current noise sources respectively i_G and i_D and their correlation. This in combination with static characterization, allowed to identify the different noise sources present in these devices and their supposed origin.

The last chapter deals with noise SiGe HBT's. Firstly, the dependence of SiGe HBT's low frequency noise (LFN) versus bias, geometry, and germanium fraction (Ge fraction) has been established. Secondly, the large impact of thermal stress on SiGe HBT's LFN has been shown clearly.

Key words: SiGe, GaN, High Electronic Mobility Transistor (HEMT's), Heterojunction Bipolar Transistor (HBT's), Low Frequency Noise (LFN), Residual Phase Noise, noise electrical model.