



HAL
open science

Caractérisation basse fréquence et simulation physique de transistors bipolaires hétérojonction en vue de l'analyse du bruit GR assisté par pièges

Ahmad Al Hajjar

► **To cite this version:**

Ahmad Al Hajjar. Caractérisation basse fréquence et simulation physique de transistors bipolaires hétérojonction en vue de l'analyse du bruit GR assisté par pièges. Electronique. Université de Limoges, 2016. Français. NNT : 2016LIMO0045 . tel-01376182

HAL Id: tel-01376182

<https://theses.hal.science/tel-01376182v1>

Submitted on 4 Oct 2016

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.

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'information,

Mathématiques

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par

Ahmad AL HAJJAR

Le jeudi 19 mai 2016

Caractérisation basse fréquence et simulation physique de transistors bipolaires à hétérojonction en vue de l'analyse du bruit GR assisté par pièges

Thèse dirigée par : Michel PRIGENT, Jean-Christophe NALLATAMBY

JURY :

Rapporteurs

Me. Nathalie ROLLAND, Professeur, Université de Lille,

M. Matteo VALENZA, Professeur, Université de Montpellier,

Examineurs

M. Joël ANDRIEU, Professeur, Université de Limoges,

M. Joaquim PORTILLA, Professeur, Universidad del Pais Vasco,

M. Jean-Marie PAILLOT, Professeur, Université de Poitiers,

M. Jean-Christophe NALLATAMBY Professeur, Université de Limoges.

Invité

M. Michel PRIGENT, Professeur, Université de Limoges,

Droits d'auteurs



Cette création est mise à disposition selon le Contrat : « **Paternité-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** » disponible en ligne : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>

A mes parents

A tous ceux qui me sont chers

Remerciements

Ces travaux de thèse se sont déroulés au sein du laboratoire de recherche XLIM (UMR CNRS 7252), dans le département C²S² (composants, circuits, signaux et systèmes hautes fréquences), sur le site de Brive la Gaillarde. Je tiens à remercier Monsieur Dominique BAILLARGEAT Professeur à l'Université de Limoges et Directeur du laboratoire de m'avoir permis d'effectuer cette thèse dans le laboratoire, ainsi que Monsieur Bernard JARRY responsable du département C²S² pour m'avoir accueilli dans ce département.

J'adresse mes sincères remerciements à Madame Nathalie ROLLAND, Professeur à l'Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) de Lille, ainsi que à Monsieur Matteo VALENZA, Professeur à l'Université de Montpellier, qui ont accepté la responsabilité de juger ce travail en qualité de rapporteurs.

J'exprime aussi mes remerciements à Monsieur Joël ANDRIEU, Professeur à l'Université de Limoges, à Monsieur Jean-Marie PAILLOT, Professeur à l'Université de Poitiers et à Monsieur Joaquim PORTILLA, Professeur à l'Université del Pais Vasco en Espagne pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de prendre part à ce jury en tant qu'examineurs.

Je remercie également Monsieur Michel PRIGENT, Professeur à l'Université de Limoges pour avoir supervisé mes travaux en tant que directeur de thèse et Monsieur Jean-Christophe NALLATAMBY, Professeur à l'Université de Limoges pour avoir supervisé mes travaux, en tant que Co-encadrant de ces travaux. Je les remercie pour leur accueil et la grande confiance qu'ils m'ont accordée, leur disponibilité, et leur expérience ainsi que pour les précieuses discussions qui ont été nécessaires au bon déroulement de ces trois années de thèse et pour avoir accepté de prendre part à ce jury en tant qu'examineurs.

Je veux également adresser mes remerciements à Monsieur le Professeur Raymond QUÉRÉ, Professeur à l'Université de Limoges et Monsieur Raphaël SOMMET, chargé de recherche au CNRS, pour les précieuses discussions scientifiques et l'aide qui ont été nécessaires pour compléter ma thèse.

Je souhaite également remercier tout particulièrement Monsieur Sylvain LAURENT pour l'aide qu'il m'a apporté durant les périodes de mesures. J'ai également une pensée pour mes collègues doctorants Ousmane, Mountakha, Mustafa, Karim, Anthony, Julien, Frédérique, Clément, Frank, Nandha, Kartik, Agostino, Jésus, Mouhamed, Romain et Houda pour leur soutien durant ces années de thèse autant au niveau professionnel que personnel.

Enfin j'adresse mes sincères remerciements à l'ensemble du personnel du site de l'IUT GEII de Brive pour leur sympathie et leur aide. Un grand merci à Marie CELERIER et à Marie-Claude LEROUGE pour leur assistance et leur gentillesse. Mes pensées vont plus particulièrement à mes parents, mes frères ainsi qu'à toute ma famille pour leur soutien et pour leurs encouragements durant mon cursus universitaire.

Sommaire

Remerciements	6
Droits d'auteurs	4
Sommaire.....	8
Table des Figures.....	10
Table des tableaux	14
Introduction Générale	16
I. Caractérisation expérimentale du bruit basse fréquence à de fortes injections et à différentes températures	20
Introduction	21
I.1. Généralités sur le bruit	23
I.1.1. Le bruit de diffusion.....	23
I.1.1.1. Le bruit thermique	23
I.1.1.2. Le bruit de grenaille.....	24
I.1.2. Le bruit basse fréquence (BF)	25
I.1.2.1. Le bruit de Génération et de Recombinaison.....	25
I.1.2.2. Le bruit de scintillation (bruit en $1/f$)	27
I.2.Représentation du bruit BF dans un quadripôle	28
I.3.Développement des bancs de mesure.....	31
I.3.1. Banc de mesure du réseau I(V)	31
I.3.2. Banc de mesure de bruit basse fréquence.....	32
I.3.2.1.Choix des instruments.....	33
I.3.2.2. Banc de mesure de bruit BF utilisant l'amplificateur transimpédance.....	36
I.3.2.3. Banc de mesure de bruit BF en utilisant l'amplificateur de tension.....	41
I.3.2.4. Banc de mesure de bruit BF à des fortes tensions de polarisation.....	47
I.3.3. Banc de mesure des impédances BF de transistors	51
I.3.3.1. Choix des instruments.....	51
I.3.3.2. Calibration appliquée sur les mesures d'impédances	53
I.4. Mesure d'impédance du DST.....	57
I.4.1. Mesure à l'entrée	57
I.4.2. Mesure à la sortie.	58
I.5. Mesure des densités spectrales de bruit en courant.....	59
I.5.1. Mesure à l'entrée.	59
I.5.2. Mesure à la sortie.	60
Conclusion.....	62
II. Simulation Numérique du Bruit Basse Fréquence dans les composants Semi-Conducteurs.	64
Introduction	65
II.1. Effets limitatifs des pièges	66
II.1.1. Définition du piège	66
II.1.2 Méthodologie de simulation physique (déterministe) et aléatoire (bruit GR) « stationnaire » des composants semi-conducteurs.	69
II.2. Représentation de la structure du TBH InGaP/GaAs et ses caractéristiques de pièges.....	77
II.3. Les simulations appliquées sur les composants InGaP/GaAs.....	79
II.3.1. Simulation DC de TBH (caractéristiques I(V)).	80
II.3.2. Simulation physique du bruit BF “statique”	81
II.3.2.1. Simulation physique de la jonction Base Emetteur	82

II.3.2.2. Simulation du bruit BF du transistor bipolaire à hétérojonction.....	84
II.3.2.3. Simulation de la jonction Base Collecteur (Varactor).....	87
II.3.2.4. Simulation de la résistance de Base du transistor InGaP/GaAs.....	89
Conclusion.....	92
III. Résultats des mesures et de simulation numérique de bruit basse fréquence dans les composants semi-conducteurs	94
Introduction	95
III.1. Mesure et modélisation électrique du transistor TBH.....	96
III.1.1. Rappel sur les sources de bruit dans les transistors.....	96
III.1.2. Modèle non-linéaire Ebers et Moll du TBH avec ses sources de bruit BF	97
III.1.3. Mesures et simulations DC I(V) du transistor InGaP/GaAs.....	102
III.1.4. Mesures de l'impédance du transistor InGaP/GaAs.....	103
III.1.5. Mesures et simulations des DSP de bruit du transistor InGaP/GaAs.....	104
III.1.6. Extraction des sources de bruit non commandée et commandée du transistor InGaP/GaAs.....	106
III.1.7. Extraction de l'énergie d'activation et de la section de capture des pièges pour le transistor InGaP/GaAs.....	114
III.2. Mesures et simulations appliquées aux différentes jonctions des transistors InGaP/GaAs.....	123
III.2.1. Mesures et simulations de la DSP de bruit de la résistance de la base.....	123
III.2.2. Mesures et simulations de la DSP de bruit de la Jonction Base-Collecteur .	125
III.2.3. Mesures et simulations de la DSP de bruit de la jonction Base-Emetteur ...	127
III.3. Mesure du bruit basse fréquence sur des transistors de différentes technologies.....	129
III.4. Mesure du bruit basse fréquence d'oscillateurs à transfert de spin.....	142
Conclusion.....	152
Conclusion générale	154
Bibliographie	158
Résumé	163

Table des Figures

Figure 1 : Modèle du bruit thermique d'une résistance avec	24
Figure 2 : Allure du spectre Lorentzien.....	27
Figure 3 : Quadripôle non bruyant avec la source de bruit en courant sur chaque accès	28
Figure 4 : Modèle de transistor bipolaire en vue de la mesure de bruit BF.....	29
Figure 5 : Quadripôle avec les sources de bruit court-circuiter.....	29
Figure 6 : Quadripôle avec les résistances de mesure R1 et R2.....	30
Figure 7 : Banc de caractérisation statique.....	32
Figure 8 : Schéma général de banc de mesure du bruit BF	33
Figure 9 : Montage de polarisation du DST.	34
Figure 10 : support thermique réalisé au sein du laboratoire	35
Figure 11: Table sous pointes PM6 utilisé lors des mesures de bruit BF.....	35
Figure 12: Schéma simplifié du montage de la mesure de bruit BF en utilisant un ATI	36
Figure 13: Amplificateur de courant faible bruit modèle EG&G5182.....	37
Figure 14 : Schéma électrique de l'amplificateur transimpédance.....	37
Figure 15: Variations de la sensibilité et de l'impédance d'entrée pour chaque sensibilité en fonction de la fréquence de l'ATI.....	38
Figure 16: Caractéristique de l'amplificateur transimpédance EG&G5182	39
Figure 17: Circuit électrique équivalent pour l'utilisation de l'amplificateur transimpédance	40
Figure 18: Schéma simplifié du montage de mesure de bruit BF en utilisant l'AT	42
Figure 19: Amplificateur tension faible bruit modèle EG&G5184.....	42
Figure 20: Schéma électrique de l'amplificateur de tension.	43
Figure 21: Caractéristique de l'amplificateur de tension EG&G5184	43
Figure 22: Amplificateur de tension faible bruit modèle SA-230F5.....	44
Figure 23: Caractéristique d'amplificateur transimpédance modèle SA-230F5	44
Figure 24: Schéma électrique du banc de mesure utilisant l'amplificateur de tension ..	45
Figure 25 : Alimentation DC Keitlhey 2450	47
Figure 26 : Schéma électrique de filtre passe bas avec sa caractéristique S21 montrant une fréquence de coupure de 100kHz.....	48
Figure 27 : Schéma électrique de filtre passe bas avec sa caractéristique S21 montrant une fréquence de coupure de 3kHz.....	49
Figure 28 : Schéma électrique de filtre passe bas avec sa caractéristique S21 montrant une fréquence de coupure de 10Hz.....	49
Figure 29 : Filtre de bruit BF réalisé	50
Figure 30 : comparaison des mesures de bruit avec différentes polarisations du transistor TBH InGaP/GaAs 1x2x30 μ m ²	51
Figure 31: Banc de mesure d'impédances BF en fonction de la température.	52
Figure 32 : Calibration de la mesure d'impédance de DST	53
Figure 33 : Termes d'erreurs de la calibration de la mesure d'impédance de DST	54
Figure 34 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance avant calibrage.....	56
Figure 35 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance après calibrage.....	57
Figure 36 : Montage de la mesure de l'impédance à l'entrée du transistor en court circuitant la sortie	58
Figure 37 : Montage de la mesure de l'impédance à la sortie du transistor en court circuitant l'entrée.....	59

Figure 38 : Montage de mesure du bruit BF à l'entrée du transistor en court-circuitant la sortie	60
Figure 39 : Montage de mesure de bruit BF à la sortie du transistor en court circuitant l'entrée.....	61
Figure 40 : Processus de génération-recombinaison des porteurs en présence d'un niveau de défaut dans la bande	69
Figure 41 : Structure de simulation physique avec Sentaurus.....	70
Figure 42 : Principe de calcul des fonctions de Green.	73
Figure 43 : Organigramme de simulation de bruit avec la nouvelle méthode développée.	75
Figure 44 : Structure en deux dimensions (2D) d'un seul doigt d'émetteur d'un transistor TBH de la technologie HB20M d'UMS avec les différentes couches	77
Figure 45 : Résultats de simulation du réseau $I_{CE}(V_{CE})$ du TBH InGaP/GaAs d'UMS.	81
Figure 46 : Coupe d'un seul doigt de la jonction Base Emetteur du TBH InGaP/GaAs (HB20M) d'UMS utilisée dans la simulation physique de bruit BF.	82
Figure 47 : Résultats de simulation du bruit BF pour différentes densités de courant et une température de 300°K	83
Figure 48 : Résultats de simulation physique du bruit BF à la sortie du transistor.....	84
Figure 49 : Coupe d'un seul doigt du TBH InGaP/GaAs (HB20M) avec les polarisations.....	85
Figure 50 : Résultats de simulation physique du bruit BF en courant côté collecteur pour différentes densités de courant et différentes températures.	86
Figure 51 : Résultats de simulation physique du bruit BF à l'entrée du transistor InGaP/GaAs pour différentes densités de courant et à différentes températures.	87
Figure 52 : Coupe 2D de la jonction Base Collecteur du TBH InGaP/GaAs (HB20M) d'UMS utilisée dans la simulation physique de bruit BF.	88
Figure 53 : Densité de puissance du bruit BF en courant pour différents points de polarisations et températures.	89
Figure 54 : Coupe de la résistance de base utilisée dans la simulation physique de bruit BF.	90
Figure 55 : Résultats des simulations physiques du bruit BF de la résistance de Base du transistor InGaP/GaAs pour différentes densités des courants et différentes températures.....	90
Figure 56 : Représentation du transistor bruité avec ses sources de courant aux accès. 96	
Figure 57 : Modèle électrique d'Ebers et Moll.....	97
Figure 58 : Modèle électrique linéaire BF quasi statique.....	99
Figure 59 : Modèle électrique linéaire BF simplifié quasi statique.....	99
Figure 60 : Modèle électrique du transistor avec ses sources de bruit	100
Figure 61 : Le modèle non linéaire de TBH avec les principales sources de bruit	102
Figure 62 : Comparaison entre la mesure et la simulation du réseau $I_{CE}(V_{CE})$ pour le TBH InGaP/GaAs $1 \times 2 \times 30 \mu m^2$ d'UMS.	102
Figure 63 : Résultats des mesures de la partie réelle de l'impédance du transistor InGaP/GaAs pour différentes densités de courant et à différentes températures.	103
Figure 64 : Résultats de comparaison mesure, simulation de la DSP de bruit en courant à l'entrée du transistor InGaP/GaAs pour différentes densités de courant et à différentes températures.....	105

Figure 65 : Résultats de comparaison des mesures et des simulations de la DSP de bruit en courant à la sortie du transistor InGaP/GaAs pour différentes densités de courant et à différentes températures.	106
Figure 66 : DS de la source de bruit interne non commandée Sinc pour différentes densités de courants et températures	108
Figure 67 : DS de la source de bruit interne commandée Sic pour différentes densités de courants et températures.	109
Figure 68 : Les DS de bruit en 1/f et shot modélisées pour la source de bruit non commandée.	110
Figure 69 : Les DS de bruit en 1/f et shot modélisées pour la source de bruit commandée.	111
Figure 70 : La DS de bruit GR pour la source de bruit non commandée.	112
Figure 71 : La DS de bruit GR pour la source de bruit commandée.	113
Figure 72 : Fréquence de coupure de la source locale de bruit non commandée du transistor InGaP/GaAs en fonction de la température et des différentes densités de courant.	115
Figure 73 : Variation de la fréquence de coupure de la source locale de bruit commandée du transistor InGaP/GaAs en fonction de la température et des différentes densités de courant.....	116
Figure 74 : Courbe d'Arrhenius liée à l'interface InGaP/Nitruure.....	119
Figure 75 : Courbe d'Arrhenius liée au volume de la couche de l'émetteur InGaP.....	121
Figure 76 : Résultats de comparaison des mesures et des simulations de la DSP de bruit en courant pour la résistance de base émetteur pour différentes densités de courant et à différentes températures.	124
Figure 77 : Variation du courant IBC en fonction de tension VBC de la jonction base collecteur	125
Figure 78 : Résultats de comparaison des mesures et des simulations de la DSP de bruit en courant pour la jonction base collecteur à différentes températures et polarisations.	126
Figure 79 : Variation du courant IBE et fonction de la tension VBE.....	127
Figure 80 : Comparaison des mesures et des simulations de la DSP de bruit en courant pour la jonction Base Emetteur pour différentes densités de courant et différentes températures.....	128
Figure 81 : Résultats de mesures de l'impédance du transistor à la sortie du transistor RFHA3942.	130
Figure 82 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor RFHA3942.....	130
Figure 83 : Résultats de mesures de l'impédance du transistor à la sortie du transistor CGH40035.....	131
Figure 84 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor CGH40035.....	132
Figure 85 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor GANGH50.	133
Figure 86 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor GANGH50.	133
Figure 87 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor UMS_K025A.	134

Figure 88 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor UMS_K025A.	134
Figure 89 Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor BLF642.	135
Figure 90 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor BLF642.	136
Figure 91 : Résultats de mesure du courant de drain et courant de grille en fonction de la tension grille source (V_{gs}).....	137
Figure 92 : Résultats de mesure de la DSP en courant de bruit BF(a) à l'entrée et (b) à la sortie du transistor WG23a avec et sans lumière pour $V_{gs}=-7V$	138
Figure 93 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF (a) à l'entrée et (b) à la sortie du transistor WG23a avec et sans lumière pour $V_{gs}=-3V$	138
Figure 94 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF (a) à l'entrée et (b) à la sortie du transistor WG23a avec et sans lumière pour $V_{gs}=-0.5V$	139
Figure 95 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF (a) à l'entrée et (b) à la sortie du transistor WG23a avec et sans lumière pour différents V_{gs}	140
Figure 96 : Résultats de mesure de la DSP de bruit en courant à l'entrée pour différents courants.....	141
Figure 97 : Résultats de mesure de la DSP de bruit en courant en sortie pour différents courants.....	141
Figure 98: création d'un moment magnétique.....	142
Figure 99: électron en orbite autour d'un noyau	143
Figure 100 : Schéma de la structure tricouche proposée initialement par J. Slonczewski.	145
Figure 101 : Photo de l'alimentation Kepco et de la bobine fabriquée	146
Figure 102 : (a) banc de mesure de bruit BF standard, (b) banc de mesure de bruit BF de l'oscillateur de transfert de Spin après modification et l'intégration de la bobine.....	147
Figure 103 : Comparaison des mesures de TBH InGaP/GaAs support/ bobine.....	148
Figure 104 : Banc de mesure de bruit BF d'oscillateurs spintroniques.	148
Figure 105 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF d'oscillateur à transfert Spin pour différents courants et champs magnétiques.	149
Figure 106 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF d'oscillateur à transfert spin pour différents courants à champ magnétique constant.....	150

Table des tableaux

Tableau 1 : les propriétés des principales couches.	77
Tableau 2 : les principaux paramètres utilisés dans la simulation	78
Tableau 3 : Les caractéristiques des deux centres de pièges EL2, EL3 dans le transistor InGaP/GaAs	79
Tableau 4 : Résultats de calcul de bruit de diffusion	84
Tableau 5 : Résultats de calcul du bruit de diffusion	87
Tableau 6 : Résultats de calcul du bruit de diffusion	89
Tableau 7 : Résultats de calcul de simulation du bruit thermique	91
Tableau 8 : Valeurs des différentes résistances du transistor	107
Tableau 9 : Valeurs du bruit shot de collecteur et de base calculés	107
Tableau 10 : Différentes valeurs des fréquences de coupure des pièges de la source commandée du transistor InGaP/GaAs à différentes températures	117
Tableau 11 : Les différentes valeurs des fréquences de coupure des pièges de la source non commandée du transistor InGaP/GaAs à différentes températures.	117
Tableau 12 : Différentes valeurs de l'énergie d'activation et de section de capture calculée	120
Tableau 13 : Différentes valeurs de l'énergie d'activation et de section de capture calculée	122
Tableau 14 : Variations de bruit thermique de la résistance de base à différentes températures.	125
Tableau 15 : Différentes valeurs de bruit shot de la jonction base collecteur	127
Tableau 16 : Différents points de polarisation appliqués lors des mesures.	140
Tableau 17 : Avantages et inconvénients des STO.	146
Tableau 18 : Résultat de calcul du bruit thermique et du bruit de grenaille	150

Introduction Générale

Les développements récents dans le domaine des télécommunications spatiales, militaires et civiles, comme les communications entre satellites et stations de base, les systèmes de géolocalisations ou de météorologie, la téléphonie et les réseaux locaux sans fils, les applications dans l'automobile obligent à élargir le spectre des fréquences utilisables jusqu'à des centaines de GHz. La multiplication des applications se traduit par des contraintes en terme de linéarité, bruit et sensibilité,... tout en maintenant des coûts de fabrication faibles. Ces contraintes se traduisent par l'accroissement de l'intégration et le développement de nouvelles filières de composants semi-conducteurs. Pour ces nouveaux composants, un paramètre important est le bruit en excès (ou bruit basse fréquence) présent jusqu'à environ 10 MHz. L'intérêt de l'analyse de ce bruit est multiple. Du point de vue des applications, un niveau de bruit BF important est d'abord un handicap majeur dans un grand nombre de fonctions électroniques (sources de fréquence, récepteurs zéro IF, amplificateur à large bande passante pour les fibres optiques,...). D'un point de vue plus fondamental, la caractérisation du bruit BF permet de remonter aux sources physiques de ce bruit. La connaissance de la nature et de la localisation de ces dernières permet de qualifier la qualité de la technologie d'un procédé de fabrication. Elle peut conduire à la modification de cette technologie pour réduire le niveau de bruit et augmenter la fiabilité de la filière comme par exemple limiter les effets de piège qui génèrent du bruit BF. Enfin elle peut aussi permettre d'un point de vue électrique de maîtriser et améliorer les conditions de fonctionnement (polarisation, ... etc) du composant pour limiter l'impact de ce bruit BF dans l'application visée.

Cette thèse a été essentiellement dédiée à développer un banc de mesure de bruit basse fréquence dans les composants semi-conducteurs de différentes technologies (TBH InGaP/GaAs, FET LDMOS, HEMT GaN, BiCMOS Si,...)

Ce manuscrit se décline autour de trois chapitres. Le premier chapitre présente des généralités sur le bruit basse fréquence qui réside dans les composants semi-conducteurs. Ainsi, nous présenterons les bancs de mesure utilisés et améliorés pendant cette thèse, tel que le banc de mesure de réseau déterministe $I(V)$ mis en place, mais aussi le banc de mesure en température de bruit basse fréquence développé avec les

différentes topologies de mesure utilisant soit l'amplificateur de tension, soit l'amplificateur de transimpédance. Le banc de mesure d'impédance thermique basse fréquence sera aussi décrit. Ce banc mis en place au laboratoire a servi pour la mesure de l'impédance d'entrée et de sortie de nos transistors sous test, mesure indispensable pour extraire les sources de bruit des composants.

Ensuite, nous présentons les méthodes d'extraction de la densité spectrale de puissance (DSP) de bruit en courant grâce aux différentes mesures effectuées, ainsi que l'importance de la calibration appliquée durant l'extraction, dans le but de corriger les erreurs inhérentes à l'appareil de mesure.

Dans le deuxième chapitre nous insistons sur la caractérisation complète en bruit BF d'une filière de TBH sur InGaP/GaAs de la technologie HB20M d'UMS. L'objectif était de réaliser par simulation physique, la prévision des sources de bruit BF de ces composants et de retrouver ces caractéristiques en mesure. Nous présentons la définition générale des effets de piège, leurs effets limitatifs au niveau des fonctions des semi-conducteurs et leurs influences sur la génération du bruit de génération recombinaison. Nous décrivons les différentes simulations physiques (utilisant le logiciel de simulations SENTAURUS et un code de calcul sous SCILAB développé en interne par K.ABDELLHADI durant sa thèse) qui ont été réalisées sur la structure représentant le transistor InGaP/GaAs et les structures représentant les différentes jonctions du transistor : la jonction base émetteur, le varactor basé sur la jonction base collecteur et la résistance de base représentée par une TLM. De plus, nous montrons les résultats des simulations physiques déterministes (réseau I (V)) et en bruit (la densité spectrale de puissance de bruit en courant des différentes structures).

Dans le troisième chapitre, nous détaillons le modèle électrique développé au sein du laboratoire Xlim et qui tient compte des différentes sources de bruit basse fréquence internes du TBH. Ensuite nous montrons des comparaisons entre la mesure et la simulation de la densité spectrale de puissance de bruit en courant aux accès du transistor InGaP/GaAs et de ses différentes jonctions pour plusieurs densités de courants et températures. Ces mesures et simulations nous permettront d'extraire un modèle électrique avec ses sources de bruit basse fréquence pour le transistor InGaP/GaAs. De

ces mesures de densités spectrales de puissance du bruit en courant nous extrayons l'énergie d'activation et la section de capture des pièges, grâce au tracé d'Arrhenius des sources de bruit locales et comparons ces valeurs à celle rentrées dans le simulateur physique. Enfin nous présenterons des résultats de mesures de la densité spectrale de bruit de composante semi-conducteurs HEMT de technologie AlGaIn/GaN et de BiCMOS de technologie SiGe et de mesure de bruit basse en courant pour des oscillateurs à transfert de spin. Ces mesures devront permettre d'approfondir la connaissance du bruit BF dans tous ces composants.

I. Caractérisation expérimentale du bruit basse fréquence à de fortes injections et à différentes températures

Introduction

Dans ce chapitre nous parlons du bruit basse fréquence dans les composants semi-conducteurs. Ce thème est abordé depuis des années par de nombreux chercheurs et scientifiques.

Le bruit BF est à l'origine de plusieurs effets parasites dans les systèmes de communication micro-ondes et radio fréquence comme le bruit de phase qui est généré par la modulation de la porteuse par le bruit BF dans les oscillateurs. Nous présenterons les principales sources physiques du bruit, leurs origines et leurs représentations dans les quadripôles.

Nous avons distingué deux types de bruits électroniques : le bruit réductible et le bruit irréductible.

Les bruits réductibles appelés aussi bruit en excès car leurs niveaux peuvent être réduits grâce à la maîtrise de la technologie durant la fabrication en utilisant par exemple des matériaux semi-conducteurs qui contiennent moins d'impuretés. Ces bruits sont le bruit de scintillation et le bruit de Génération Recombinaison (G-R). Les bruits irréductibles tels que le bruit de diffusion et le bruit thermique ont des niveaux qui ne dépendent que de la fabrication et des matériaux utilisés et ne peuvent donc être réduits car ils ne dépendent pas des grandeurs électriques.

L'objectif de la caractérisation du bruit basse fréquence dans les composants semi-conducteurs est de pouvoir modéliser leur comportement et donc connaître leurs impacts sur le circuit électronique. Dans ce chapitre nous allons décrire les différentes méthodes de mesures de bruit BF utilisant soit deux amplificateurs de tension et/ou transimpédance faible bruit. Ces amplificateurs ont été mis en œuvre sur le banc pour faire des mesures sur différentes technologies de composants (TBH, FET, oscillateurs à transfert de Spin,...). Nous allons décrire également les méthodes de mesure d'impédances nécessaires à la caractérisation des sources de bruit et nous préciserons les différents instruments utilisés.

Dans la dernière partie nous présentons les méthodes d'extraction des sources de bruit à partir des différentes mesures, ainsi que l'importance d'effectuer une calibration avant l'extraction dans le but de prendre en compte tous les effets parasites perturbant la mesure (bruit des amplificateurs essentiellement).

I.1. Généralités sur le bruit

Dans les composants semi-conducteurs et dans les dispositifs électroniques, toutes les fluctuations ou perturbations aléatoires et spontanées des courants et/ou des tensions provoquées par différents processus physiques sont des bruits électroniques. Le bruit est un signal aléatoire par rapport au temps et son amplitude ne peut pas être prévue. Dans certains cas, leurs faibles amplitudes impactent peu sur le fonctionnement du dispositif et parfois, ils présentent une forte amplitude provoquant alors une perturbation sur le fonctionnement du dispositif. Plusieurs études ont été faites sur différents composants semi-conducteurs dans le but de connaître l'origine de ces bruits. Ces études ont permis de déterminer plusieurs types et origines du bruit. Dans notre étude, nous nous intéressons au bruit thermique, au bruit de grenaille, au bruit de génération et de recombinaison et au bruit en $1/f$ présents dans les composants semi-conducteurs. Ces bruits sont étudiés et détaillés ci-dessous.

I.1.1. Le bruit de diffusion

Le bruit thermique et le bruit de grenaille ou bruit Schottky (Shot noise) dans les composants semi-conducteurs sont connus sous le nom de bruit de diffusion et sont présentés dans les deux paragraphes suivants.

I.1.1.1. Le bruit thermique

Le bruit thermique est également nommé bruit Johnson, le nom du physicien qui l'a mis en évidence en 1927 [1], puis Nyquist en a fait des études théoriques [2]. Dans les composants semi-conducteurs, l'agitation thermique, les interactions entre les électrons libres et les chocs entre les porteurs et les particules du réseau cristallin provoquent le bruit thermique. Les études ont montré que ce bruit est indépendant de la fréquence, que c'est un bruit blanc et qu'il ne dépend que de la résistance du composant étudié ainsi que de sa température. La Figure 1 représente une résistance avec bruit et son modèle équivalent sous forme d'une résistance sans bruit avec des sources de bruit en courant ou en tension.

La densité spectrale du courant de bruit thermique est définie par l'équation suivante :

$$S_i(f) = \frac{4KT}{R} \text{ (A}^2\text{/Hz)} \quad (\text{I- 1})$$

La densité spectrale en tension du bruit thermique est donnée par l'expression suivante :

$$S_v(f) = 4KTR \text{ (V}^2\text{/Hz)} \quad (\text{I- 2})$$

T : la température du dispositif sous test en Kelvin

K : la constante de Boltzmann égale à $1,3806488 \times 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ Kg S}^{-2} \text{ K}^{-1}$

R : la résistance du composant sous test

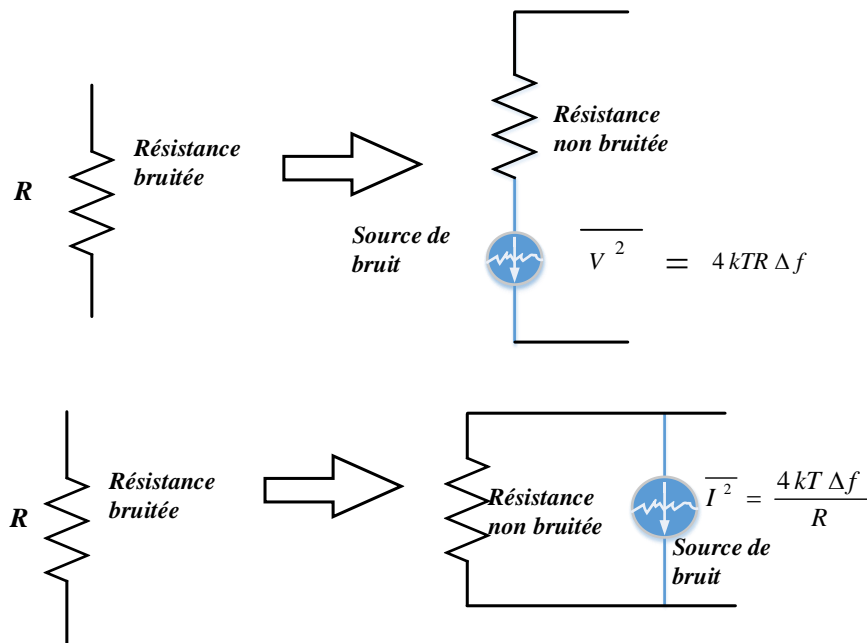


Figure 1 : Modèle du bruit thermique d'une résistance avec
 (a) un générateur de tension en série (b) un générateur de courant en parallèle

I.1.1.2. Le bruit de grenaille

Le bruit de grenaille ou encore bruit shot est un bruit électronique généré dans les composants semi-conducteurs lors du passage d'un courant électrique dont la valeur

moyenne est non nulle. Le flux des électrons qui traverse une barrière à un instant donné n'est pas uniforme, c'est à dire que le passage des électrons à travers la barrière ne se fait pas de la même manière (vitesse, trajectoire). Il en résulte que le caractère aléatoire de ces charges crée le bruit de grenaille. Ce bruit est indépendant de la fréquence donc c'est un bruit blanc [3]. Plusieurs études ont validé que ce bruit est cyclostationnaire [4] [5], il dépend du courant instantané appliqué sur la jonction. La densité spectrale de ce bruit de grenaille est définie par l'équation :

$$S_I = 2qI(t) \text{ (A}^2\text{/Hz)} \quad (\text{I- 3})$$

$I(t)$: correspond au courant instantané de la jonction.

q : représente la charge élémentaire de l'électron ($1,6e^{-19}$ C).

I.1.2. Le bruit basse fréquence (BF)

Le bruit basse fréquence (BF) ou bruit en excès ou encore bruit réductible est un bruit assimilé à des défauts de fabrication dans les semi-conducteurs. Ces défauts existent soit au niveau des couches des semi-conducteurs ou bien au niveau des interfaces entre les différentes couches des semi-conducteurs. Ils sont réductibles car il est possible de diminuer leurs niveaux dans le composant grâce à l'utilisation de matériaux plus purs qui présentent moins d'impuretés et de pièges.

I.1.2.1. Le bruit de Génération et de Recombinaison

Les défauts qui existent dans les différentes couches des composants semi-conducteurs peuvent causer des effets de piégeages et de dépiégeages des porteurs, ce qui induit des variations sur le nombre de porteurs. Cet effet est à l'origine de la création du bruit de Génération-Recombinaison (G-R) [6] [7] .

Le bruit G-R dépend autant de la température que de la polarisation. Son niveau peut être réduit en diminuant le nombre de pièges et pour cela l'utilisation de matériaux dont les niveaux d'impuretés sont faibles est un bon moyen.

L'étude détaillée du bruit BF dans les composants semi-conducteurs (transistor, diodes,...) nous permet de déduire plusieurs paramètres importants dans le composant (énergie d'activation, section de capture,...).

La densité spectrale du courant de bruit de Génération-Recombinaison est typique d'un spectre Lorentzien [8] représenté sur la Figure 2 et défini par l'équation suivante :

$$S_{IGR}(f) = \left(\frac{I}{nV}\right)^2 \overline{\Delta N^2} \frac{4\tau}{1+\omega^2\tau^2} \quad (\text{I- 4})$$

où

I : Le courant traversant le barreau du semi-conducteur(A)

n : La densité volumique de porteurs de charge (C/m³)

V : Le volume de l'échantillon considéré (m³)

τ : Le temps de relaxation des pièges, caractéristique d'un niveau de piège, et de l'ordre de 1µs à 1ms.

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_c}$$

f_c : La fréquence de coupure (Hz)

$\overline{\Delta N^2}$: La valeur quadratique moyenne des fluctuations du nombre de porteurs.

Avec un seul type de piège, la variance $\overline{\Delta N^2}$ est donnée par [9] :

$$\frac{1}{\overline{\Delta N^2}} = \frac{1}{N} + \frac{1}{X_n} + \frac{1}{X_p} \quad (\text{I- 5})$$

où

N : Nombre total de porteurs de charge.

X_n : Nombre moyen de pièges occupés.

X_p : Nombre moyen de pièges vides.

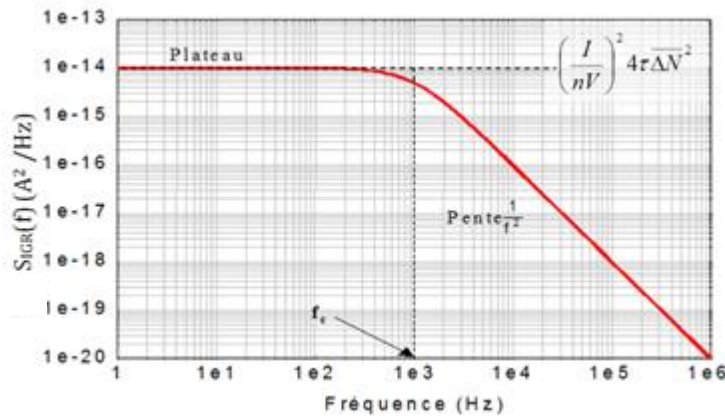


Figure 2 : Allure du spectre Lorentzien.

I.1.2.2. Le bruit de scintillation (bruit en 1/f)

Le bruit de scintillation est connu sous le nom de bruit flicker ou bruit en 1/f. Ce bruit existe dans tous les composants semi-conducteurs et est connu sous le nom du bruit en 1/f car sa densité spectrale de puissance est inversement proportionnelle à la fréquence. Le bruit en 1/f est toujours associé à un courant traversant le composant.

Les études qui ont été faites pour connaître l'origine de ce bruit ont conduit à la conclusion que ce bruit est relié directement aux impuretés qui existent dans les matériaux ainsi qu'à la fluctuation de la mobilité des porteurs de charge et à la variation de leurs concentrations [9] [10].

Des études ont montré que plus la surface des transistors est petite, plus ils sont sensibles au bruit 1/f [11]. Les impuretés situées à l'interface et à l'intérieur des matériaux provoquent des captures et des émissions des porteurs à des instants différents. Le bruit de scintillation est généralement la somme d'un continuum de spectres Lorentziens avec différentes fréquences de coupure. Des études ont validé que le bruit 1/f dans les transistors est un bruit cyclostationnaire [12].

Pour réduire le niveau du bruit en 1/f, il faut améliorer les méthodes de fabrication des semi-conducteurs en diminuant les impuretés dans les matériaux utilisés. Comme le bruit en 1/f est lié au courant continu qui traverse le composant, la densité spectrale de courant de bruit associée s'écrit :

$$S_i(f) = \frac{KI^\alpha}{f^\gamma} \quad (\text{I- 6})$$

où

I : Le courant continu traversant le composant (A)

K : Une constante caractéristique du composant

α : Une constante comprise entre 0,5 et 2[13]

γ : Une constante voisine de l'unité comprise entre 0,8 et 1,3.

I.2.Représentation du bruit BF dans un quadripôle

La représentation des sources de bruit du quadripôle est une représentation linéaire, puisque le bruit est un signal bas niveau. Tout quadripôle Q est considéré comme un quadripôle bruyant qui comprend plusieurs sources de bruit. Ses sources de bruit peuvent être représentées comme des sources de bruit placées sur ses accès. Donc, tout quadripôle bruyant peut être représenté comme un quadripôle non bruyant auquel on associe deux sources de bruit qui peuvent être des sources de tension, des sources de courant ou bien une combinaison de ces deux types et être localisées en sortie ou en entrée du quadripôle.

D'après les différents modèles de bruit, nous avons choisi la représentation en sources de courant aux accès, Figure 3, pour la facilité de mesures des sources de bruit et leur interprétation.

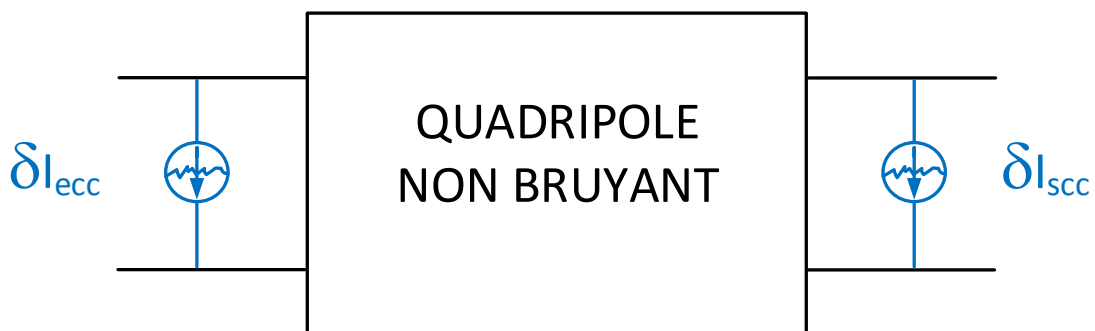


Figure 3 : Quadripôle non bruyant avec la source de bruit en courant sur chaque accès

En se basant sur la représentation du modèle de bruit dans le quadripôle, le modèle de bruit pour le transistor bruyant sera représenté comme un transistor sans bruit avec deux sources de bruit de courant de court-circuit (S_{ibe} , S_{ice}) équivalentes (Figure 4), à ces accès extrinsèques [14].

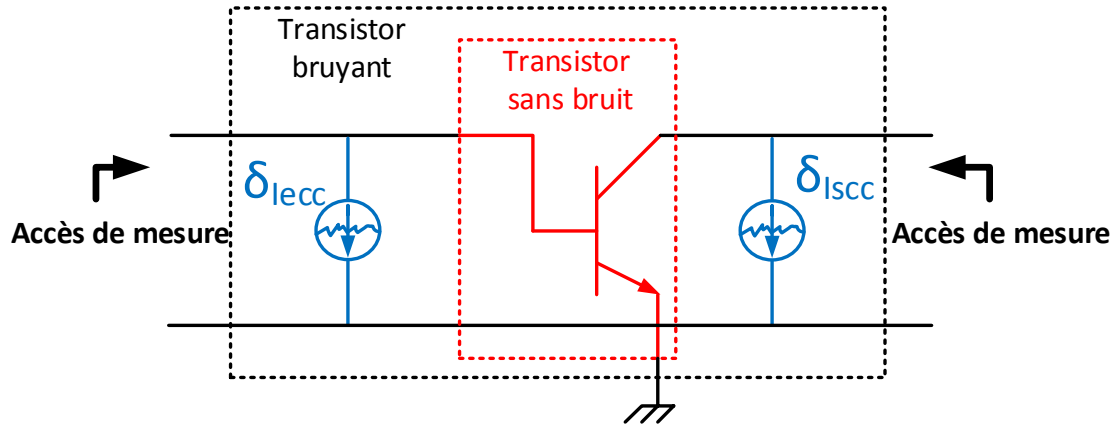


Figure 4 : Modèle de transistor bipolaire en vue de la mesure de bruit BF.

Le but principal de la caractérisation des sources de bruit BF extrinsèques dans le composant semi-conducteur est d'étudier les différents types de bruit, d'extraire leurs niveaux, d'évaluer leur variation en fonction de la fréquence et de la polarisation du composant et de localiser l'endroit où ils sont générés afin d'avoir une représentation des sources de bruit BF intrinsèques.

Le principe de base des mesures des sources de courant de bruit aux accès du transistor est de court-circuiter ces sources de bruit pour les mesures Figure 5 .

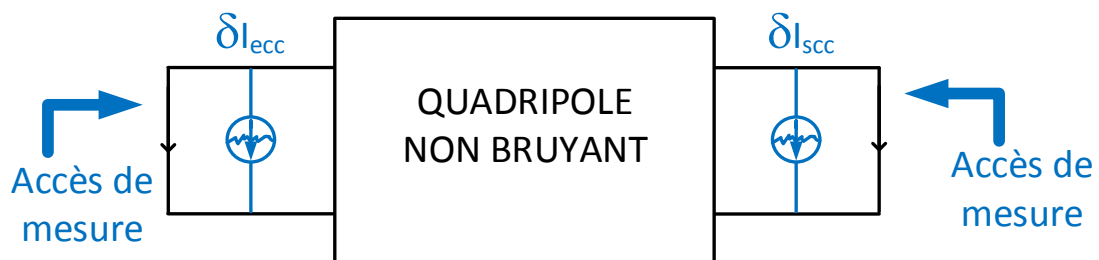


Figure 5 : Quadripôle avec les sources de bruit court-circuité.

En fait, nous plaçons simplement 2 résistances de faibles valeurs devant les impédances d'entrée (R_e) et de sortie (R_s) du transistor (Figure 6).

Ces résistances R_1 et R_2 appelées résistances de mesure doivent satisfaire les équations :

$$R_1 \ll R_e \quad \text{et} \quad R_2 \ll R_s$$

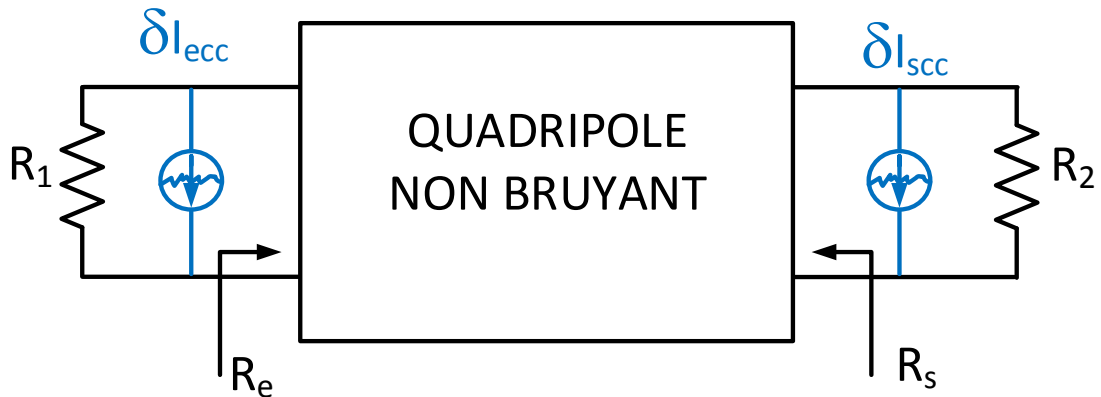


Figure 6 : Quadripôle avec les résistances de mesure R_1 et R_2

Les courants de bruit se referment donc dans ces résistances et la tension créée est amplifiée par l'amplificateur de tension d'impédance d'entrée généralement très grande devant R_1 et R_2 .

La deuxième configuration consiste à utiliser des amplificateurs transimpédance. Dans ce cas les résistances R_1 et R_2 peuvent être enlevées ou alors satisfaire les équations :

$$R_1 \text{ et } R_2 \ll R_e \text{ et } R_s$$

$$R_1 \text{ et } R_2 \gg Z_{ati}$$

Z_{ati} : l'impédance d'entrée de l'amplificateur de transimpédance

I.3.Développement des bancs de mesure.

La première étape de caractérisation du composant semi-conducteur, est la mesure du réseau I(V). Cette étape est importante car elle nous permet de connaître la zone de fonctionnement des composants dans le but de réaliser les différentes caractérisations.

La caractérisation du bruit BF dans les composants semi-conducteurs était un défi à cause des faibles niveaux de densité de tension ou de courant de bruit (quelque nano-Volts /nano-Ampères). Pour cela un banc de mesure a été développé avec une grande précision au niveau du choix des instruments utilisés durant nos mesures. Chaque appareil doit être caractérisé pour vérifier son niveau de bruit propre, ces mesures doivent être faites dans un endroit complètement isolé et qui ne présente aucun effet parasite.

I.3.1. Banc de mesure du réseau I(V)

Pour la réalisation de mesure de réseaux I(V) de transistor, on utilise le système de caractérisation des composants semi-conducteurs B1500A de chez Keysight. Cet appareil utilise des SMU (source measure Unit), qui permettent d'appliquer une tension ou un courant continu à l'accès du transistor, et de mesurer simultanément le courant et la tension résultantes à ces accès. Les SMU sont sous branchement triaxial et nous permettent de faire des mesures de courant avec de très faibles niveaux, (quelques pico-ampère). Les transistors sont très sensibles et peuvent entrer en régime d'oscillation facilement à cause du couplage capacitif entre les plots d'accès. Pour cela nous utilisons deux tés de polarisation aux accès du transistor pour le stabiliser. Ces tés de polarisation sont chargés par des charges de 50 ohms sur leurs accès RF.

De plus, nous avons la possibilité d'utiliser une table sous pointe équipée d'un support thermique dans le but d'appliquer différentes températures et donc d'observer les effets thermiques entrant en jeu lors de la mesure des transistors. Nous utilisons aussi deux sondes RF cascade afin de réaliser les mesures aux bornes du dispositif sous test. Le banc de caractérisation statique avec les différents instruments utilisés est représenté sur la Figure 7. L'appareil B1500A nous permet de réaliser des mesures courant-tension

(I(V)) aux accès du transistor, mais aussi des mesures de Gummel : I_b et I_c en fonction de la tension V_{be} à V_{bc} nulle.

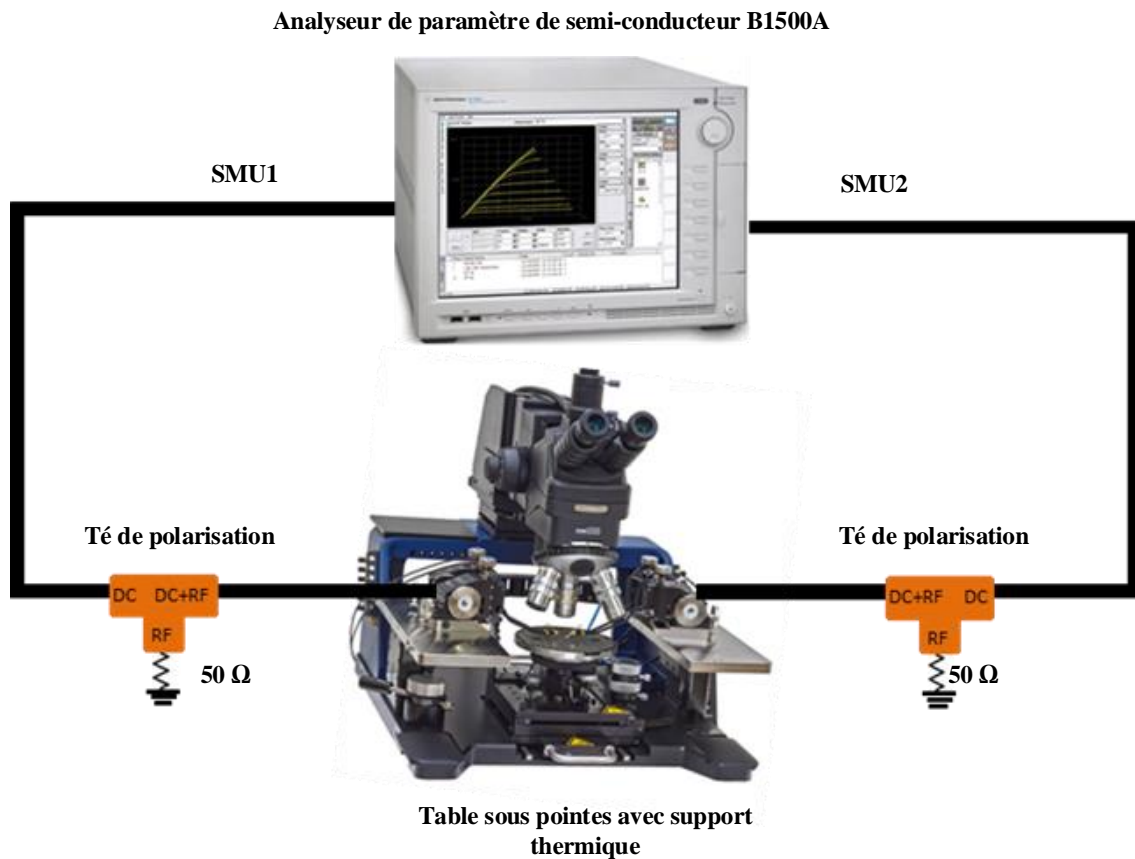


Figure 7 : Banc de caractérisation statique

I.3.2. Banc de mesure de bruit basse fréquence

Le banc de mesure de bruit BF a été développé au sein du laboratoire XLIM [15] [16] [17], pour que l'on puisse réaliser des caractérisations de tous les composants semi-conducteurs quel que soit les niveaux de bruit BF présents, avec des polarisations à très fortes injections de courant, et des tensions très élevées. Il est également possible de faire ces caractérisations à des températures différentes, sur une bande de fréquence qui peut atteindre 10MHz. Le choix des appareils à utiliser pour réaliser cette manipulation a été important.

I.3.2.1. Choix des instruments

Le choix des instruments pour le développement de notre banc de bruit BF doit être fait avec une grande précision à cause des faibles niveaux que présente le bruit BF. Pour cela il faut que les appareils de mesures présentent un bruit le plus faible possible lors de la mesure. La Figure 8 représente le montage général de mesure de bruit BF avec les différents instruments.

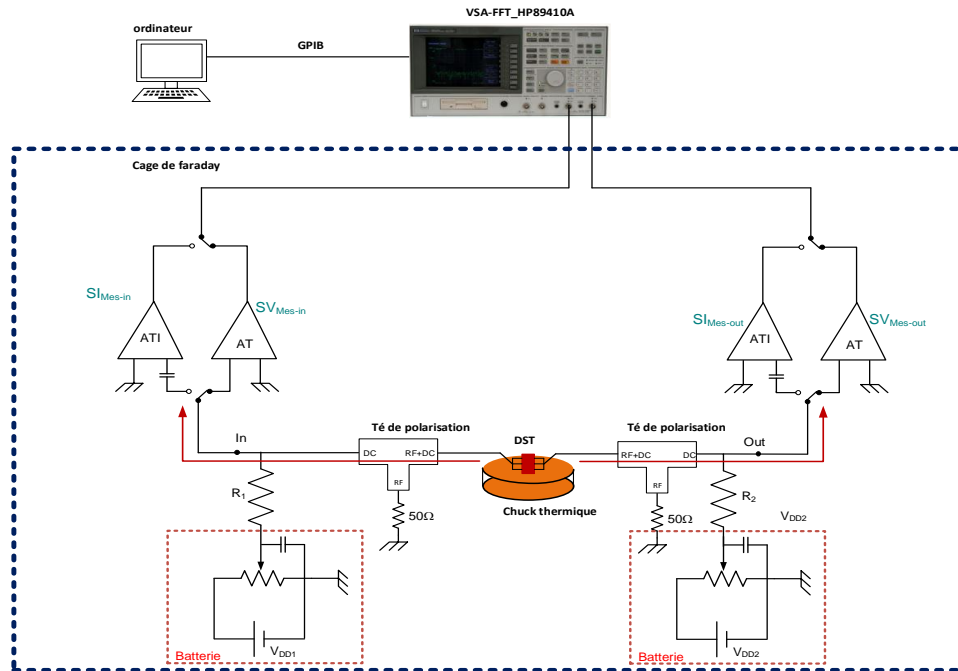


Figure 8 : Schéma général de banc de mesure du bruit BF

Les mesures de bruit aux accès de dispositif sous test (DST) sont faites grâce à un analyseur vectoriel de signal (VSA) à transformée de fourrier rapide FFT de type HP89410A. Cet appareil nous permet de mesurer la densité spectrale de bruit du DST dans une bande de 1Hz grâce à la FFT. De plus cet appareil dispose de deux entrées qui nous autorisent à faire des mesures de corrélation et d'autocorrélation. Cet appareil présente une sensibilité de mesure très élevée (-131dBm/Hz pour la bande de fréquence de 1kHz à 40kHz et -144dBm/Hz pour la fréquence allant de 40kHz à 10MHz) et une bande de mesure qui peut aller du DC jusqu'à 10MHz. Nous utilisons deux types d'amplificateurs BF (tension ou courant) qui nous permettent d'avoir deux topologies de mesure de bruit BF différentes. Chacun de ces deux types d'amplificateurs présente

des avantages et des inconvénients. Pour faire des mesures avec de très faibles courants de polarisation (quelques microampères), il faut utiliser l'amplificateur transimpédance (EG&G 5184), par contre l'utilisation de cet amplificateur nous limite au niveau de la bande passante de fréquence égale à 200kHz. L'utilisation d'amplificateur de tension (EG&G 5182) nous permet de faire des mesures avec des courants au-delà du milliampère, et jusqu'à une fréquence de 1MHz. Notre DST est polarisée par des batteries dans le but d'éliminer tout bruit qui peut être généré par la tension secteur. La tension des batteries est réglée par deux potentiomètres avec des capacités de découplage pour gérer les niveaux de tensions qu'il faut appliquer, le montage est représenté sur la Figure 9.

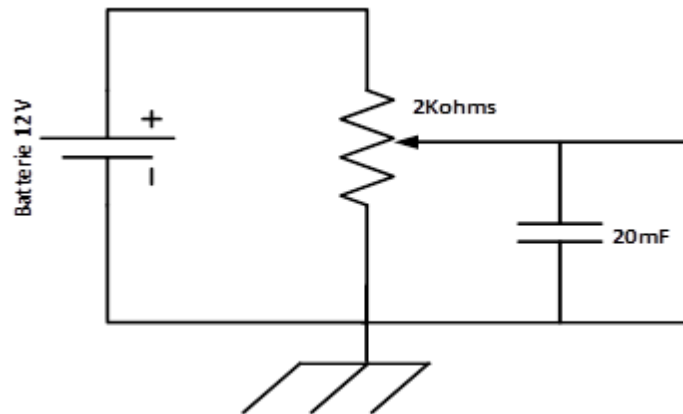


Figure 9 : Montage de polarisation du DST.

Les résistances de mesure métalliques R_1 et R_2 de différentes valeurs dépendent des valeurs des impédances du DST. Ces résistances sont de type métallique parce qu'elles présentent essentiellement du bruit thermique à partir d'une fréquence basse de 100 Hz. Nous utilisons une table sous pointes de type karlsuss PM6, équipée d'un support thermique qui peut monter jusqu'à 140 degrés. Le support thermique a été élaboré au sein du laboratoire Xlim. Il est constitué d'une résistance chauffante alimentée avec des batteries de 12 volts pour éliminer le bruit généré par les tensions EDF. Cette résistance est montée sur une plaque d'époxy et couverte par une plaque en cuivre. La température sera contrôlée par des résistances thermiques dans le but de régler le courant qui limite la température [18]. La Figure 10 montre le support thermique réalisé. Durant la réalisation des mesures en température, une sonde thermique sera reliée sur la résistance pour vérifier que la valeur de la température est fixe.

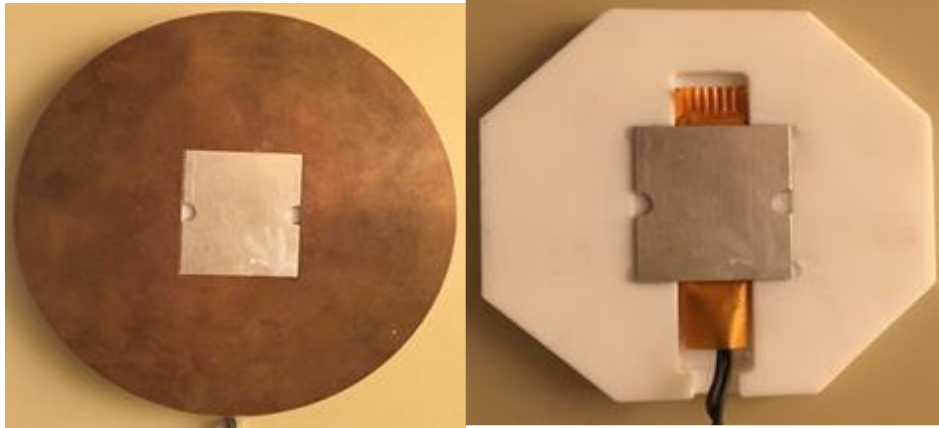


Figure 10 : support thermique réalisé au sein du laboratoire

Tous les instruments sont placés dans une cage de Faraday pour annuler tous les effets parasites qui peuvent perturber ou dégrader nos mesures. Le VSA est piloté par un ordinateur grâce à une liaison GPIB, pour faciliter les mesures et la récupération des résultats. La Figure 11 représente la table sous pointes utilisée lors des mesures de bruit BF.

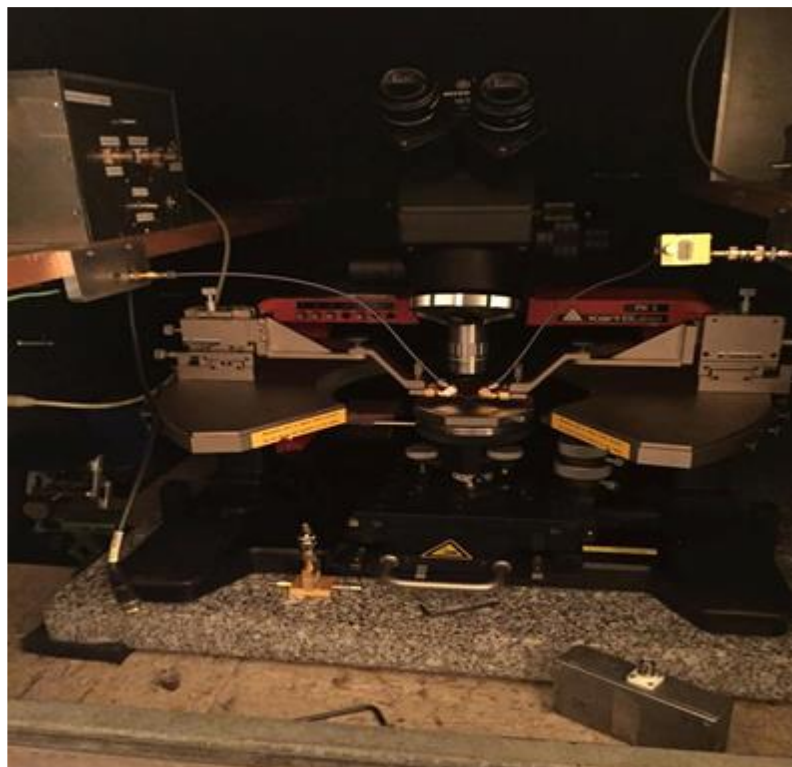


Figure 11: Table sous pointes PM6 utilisée lors des mesures de bruit BF

Ce banc de mesure est capable de mesurer de nombreux types de composants. Nous avons déjà réalisé durant cette thèse des mesures pour différentes technologies de composants : diode, résistance, transistor bipolaire, transistor à effet de champ ainsi que sur des transistors LDMOS et BiCMOS, mais aussi des mesures de bruit BF des oscillateurs à transfert de spin.

Après la présentation de différents instruments utilisés durant la mesure de bruit BF, nous allons présenter les deux topologies de mesure de bruit BF en utilisant les amplificateurs de tension et transimpédance et les caractéristiques de chaque amplificateur.

I.3.2.2. Banc de mesure de bruit BF utilisant l'amplificateur transimpédance

Un banc de mesure de bruit basse fréquence a été développé en utilisant l'amplificateur transimpédance (ATI). Ce banc est spécifique pour faire des mesures de bruit à des courants de polarisation très faibles. Comme c'est un amplificateur transimpédance la mesure de la densité de bruit en courant se fait directement. La Figure 12 présente le schéma du montage de la mesure directe des sources de bruit en courant.

L'impédance d'entrée d'un amplificateur transimpédance étant très faible, il faudra quand même vérifier que les valeurs des résistances R_1 et R_2 soit grandes devant ces résistances d'entrée.

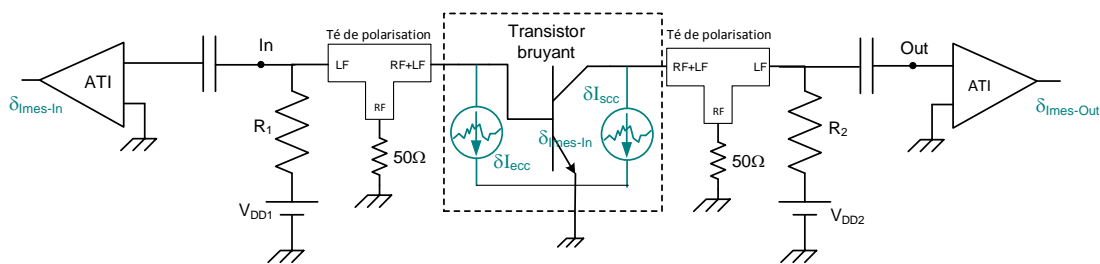


Figure 12: Schéma simplifié du montage de la mesure de bruit BF en utilisant un ATI

Le principe de la mesure de bruit BF avec l'amplificateur transimpédance modèle EG&G5182 est représenté dans la Figure 13. Il amplifie directement les fluctuations de bruit en courant et les convertit en fluctuations de bruit en tension que l'on mesure avec l'analyseur vectoriel de signal FFT.



Figure 13: Amplificateur de courant faible bruit modèle EG&G5182

Idéalement cet amplificateur doit présenter une impédance AC nulle. En réalité ce n'est pas le cas, cet amplificateur présente une impédance non nulle qui limite la bande de mesure de l'amplificateur. La Figure 14 présente le schéma électrique équivalent de l'amplificateur de transimpédance,

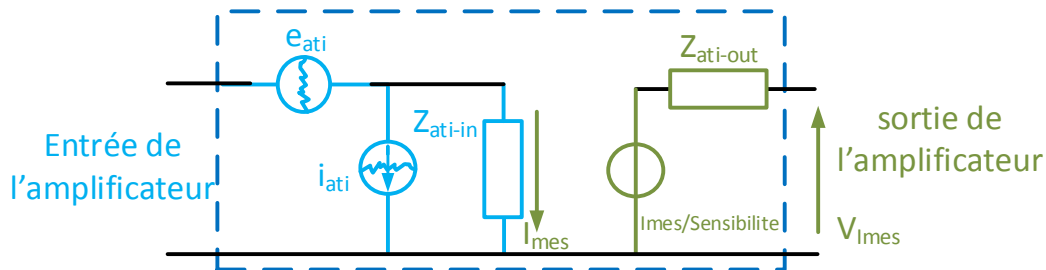


Figure 14 : Schéma électrique de l'amplificateur transimpédance

où

- e_{ati} et i_{ati} sont les sources équivalentes de bruit ramenées en entrée de l'amplificateur.
- Z_{ati-in} et $Z_{ati-out}=450$ Ohms sont les impédances d'entrée et de sortie de l'amplificateur,
- La sensibilité est l'inverse de gain.

L'amplificateur transimpédance possède différentes sensibilités et une impédance d'entrée AC qui correspond à chacune de ces sensibilités limitant ainsi la bande de

fréquence de mesure en entrée, une densité de bruit en courant et une densité de bruit en tension qui peuvent limiter les niveaux de mesure du composant. Les variations fréquentielles de la sensibilité et l'impédance d'entrée pour chaque sensibilité en fonction de la fréquence sont données par le constructeur (Figure 15).

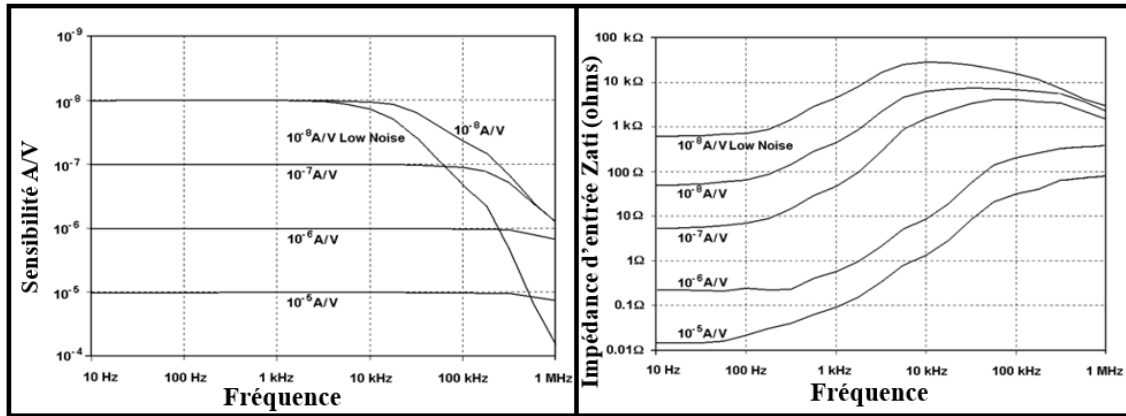


Figure 15: Variations de la sensibilité et de l'impédance d'entrée pour chaque sensibilité en fonction de la fréquence de l'ATI.

Durant la plupart de nos mesures l'amplificateur transimpédance est utilisé avec une sensibilité de mesure de 10^{-6} A/V. Pour cela nous avons réalisé une caractérisation de l'amplificateur à cette sensibilité.

La Figure 16 représente les différents résultats de mesures concernant l'impédance d'entrée de l'amplificateur Z_{ati} , la densité spectrale de tension de bruit $S_{e_{ati}}$ et la densité spectrale de courant de bruit $S_{i_{ati}}$ de l'amplificateur réalisées par [16].

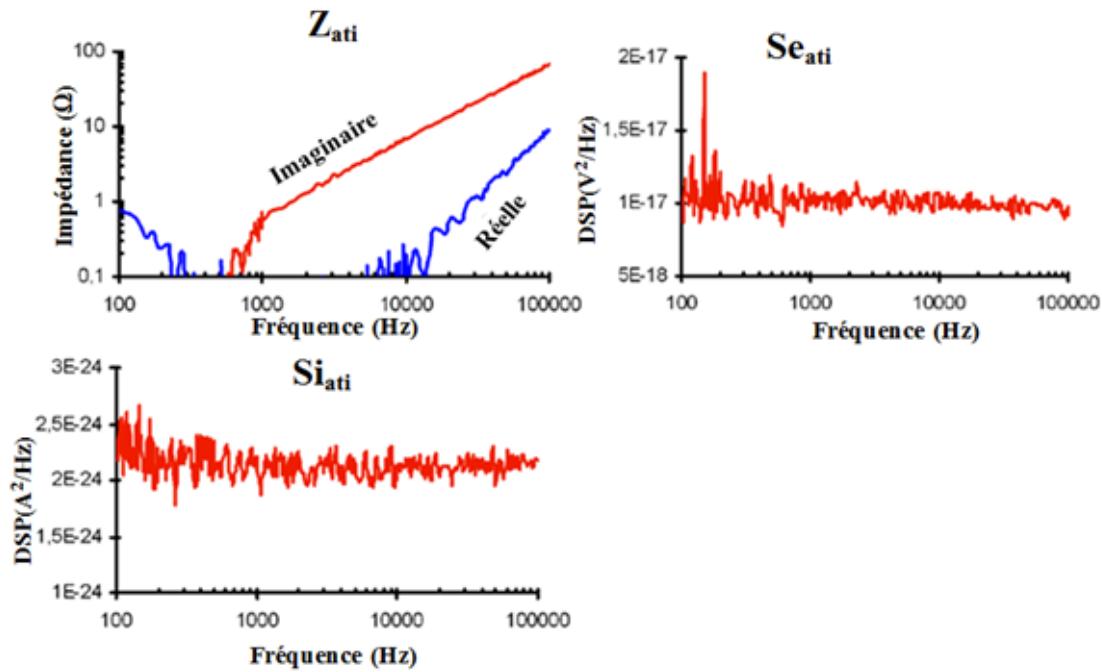


Figure 16: Caractéristique de l'amplificateur transimpédance EG&G5182

Nous remarquons d'après les Figure 15 et Figure 16 que pour la sensibilité de 10^{-6}A/V , l'impédance d'entrée de l'amplificateur sera importante au-delà de 1kHz donc elle ne peut pas être considérée comme négligeable et durant la mesure sa valeur sera pris en compte.

En se basant sur la Figure 12 et les caractéristiques de l'amplificateur données dans la Figure 16, nous arrivons à représenter le banc de mesure sous la forme d'un circuit électrique basse fréquence équivalent.

Pour simplifier la procédure, nous allons mesurer séparément le bruit de chaque accès. Pour cela l'accès non mesuré est court-circuité en BF par une capacité de 4.7mF de façon à ce qu'il n'influence pas la mesure de l'autre accès.

Comme la mesure de la DSP de bruit BF de transistor sur les deux accès du transistor est semblable, on a représenté le circuit électrique d'un accès de mesure et qui prend en compte tous les composants de notre montage pour extraire la valeur finale de la densité de courant de bruit de notre transistor sous test. La Figure 17 représente le schéma électrique de notre montage pour un accès.

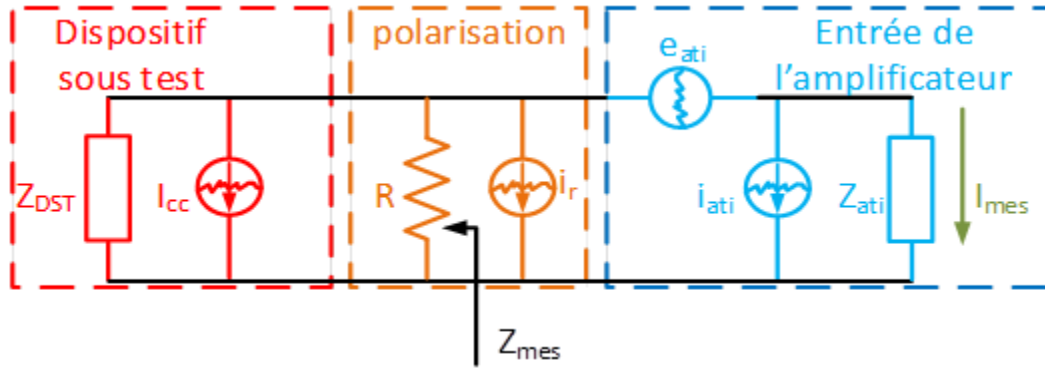


Figure 17: Circuit électrique équivalent pour l'utilisation de l'amplificateur transimpédance

Sur la Figure 17, le circuit équivalent en entrée de l'amplificateur est représenté par son impédance complexe Z_{ati} déjà caractérisée et par ses deux sources de bruit internes en courant et en tension notées respectivement i_{ati} et e_{ati} . La résistance de polarisation R (soit R_1 ou R_2 respectivement la résistance de polarisation à l'entrée et à la sortie du transistor) est représentée en parallèle avec une source de bruit en courant i_r qui correspond au bruit thermique de la résistance. Finalement les dispositifs sous test sont représentés comme une impédance complexe Z_{DST} en parallèle avec une source de bruit en courant I_{cc} , qui représente la source de bruit en courant sur l'accès du transistor, sachant qu'en mesurant un accès du transistor, l'autre accès du transistor est court-circuité en AC.

En appliquant les lois des mailles et des nœuds sur notre circuit équivalent on arrive à extraire la relation qui relie la DSP de bruit en courant mesurée $S_{I_{mes}}$ avec la DSP de bruit en courant du composant $S_{I_{cc}}$ qui est donnée par l'équation (I-7)

$$S_{I_{cc}} = S_{I_{mes}} \times \left| \frac{Z_{mes} + Z_{ati}}{Z_{mes}} \right|^2 - S_{I_{mes}} \times \frac{S_{e_{ati}}}{|Z_{mes}|^2} - 2 \times R \left\{ \frac{e_{ati} \times i_{ati}^*}{Z_{mes}} \right\} - S_{i_{ati}} - S_{i_r} \quad (I-7)$$

Avec

$$Z_{mes} = Z_{DST} // R$$

$S_r=4KT/R$ représente la DSP de bruit thermique en courant pour la résistance de mesure

Généralement l'impédance de l'amplificateur Z_{ati} est considérée comme négligeable devant l'impédance Z_{mes} et le terme $\frac{S_{eati}}{|Z_{mes}|^2}$ sera négligé d'où la relation qui relie S_{Icc} et S_{Imes} donnée par l'équation (I- 8)

$$S_{ICC} = S_{Imes} - S_{i_{ati}} - S_{i_r} \quad (I- 8)$$

L'équation d'extraction de la valeur finale de la DSP de bruit en courant du dispositif sous test en utilisant l'ATI sera donc indépendante de la valeur de l'impédance Z_{mes} , donc sa mesure ne sera pas obligatoire, si les conditions précédentes sont remplies.

I.3.2.3. Banc de mesure de bruit BF en utilisant l'amplificateur de tension.

Le banc de mesure de bruit BF peut être réalisé avec des amplificateurs de tension (AT). On utilise les AT car ils sont capables de supporter des courants de polarisation beaucoup plus forts que les ATI et leur bande passante est plus grande. Le AT amplifie les fluctuations de tension qui sont ensuite mesurées par l'analyseur de signal.

Durant la mesure de bruit BF en utilisant l'AT on s'est servi de deux amplificateurs de tensions pour couvrir une bande de fréquence jusqu'à 10 MHz qui est la limite de notre analyseur de signal. Pour cela on a utilisé des AT de modèle EG&G5184 qui présente une bande de fréquence allant du DC jusqu'à 1MHz, et un autre amplificateur de NF corporation modèle SA-230F5 qui présente une bande passante allant de 1KHz jusqu'à 100 MHz. Les caractéristiques de ces deux types d'amplificateur seront détaillées dans ce que suit. La Figure 18 représente le schéma électrique du montage de la mesure de bruit BF en utilisant l'AT.

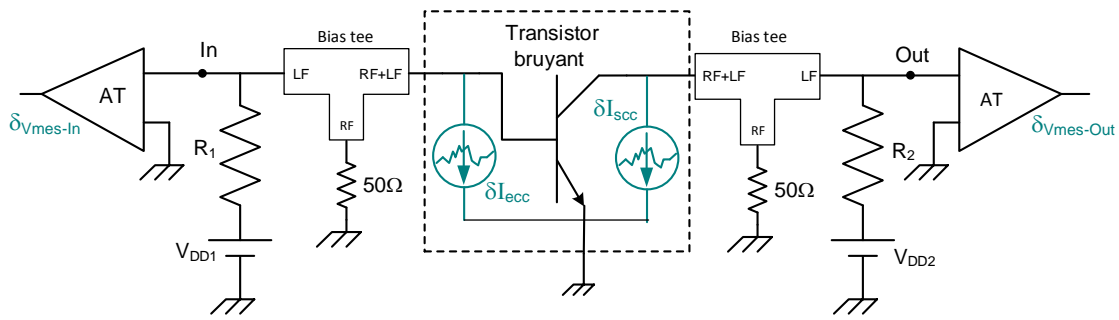


Figure 18: Schéma simplifié du montage de mesure de bruit BF en utilisant l'AT

Dans ce cas, les conditions sur les résistances R_1 et R_2 sont les suivantes. Elles doivent être faibles devant l'impédance de l'amplificateur et l'impédance de l'accès du transistor de façon à ce que la source de courant de bruit de l'accès du DST se referme dans ces résistances et que la tension correspondante soit amplifiée.

a) Caractéristique de l'amplificateur de tension modèle EG&G5184.

L'amplificateur faible bruit de tension modèle EG&G5184 est présenté Figure 19



Figure 19: Amplificateur tension faible bruit modèle EG&G5184

L'amplificateur de tension présente une impédance d'entrée très importante, contrairement à l'impédance de l'amplificateur transimpédance, qui varie de $1\text{ M}\Omega$ en DC et qui diminue à quelques $\text{k}\Omega$ à 100 MHz , un gain de 1000 (60dB) et deux sources de bruit en courant et tension à l'entrée. La Figure 20 représente le schéma électrique de l'amplificateur de tension.

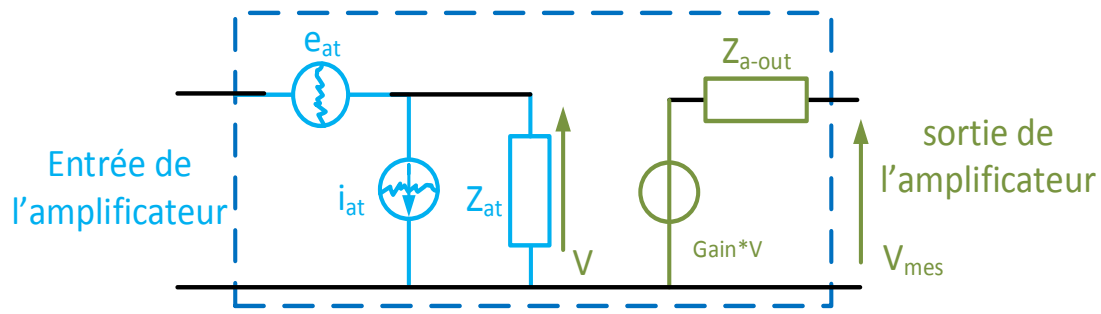


Figure 20: Schéma électrique de l'amplificateur de tension.

La Figure 21 présente les différentes caractéristiques de l'amplificateur de tension modèle EG&G 5184. Nous retrouvons bien les résultats des caractéristiques de l'AT donnés par le constructeur : un gain d'environ 1000, une impédance de 1 M Ω en DC et qui diminue à quelques k Ω à 100MHz, une DSP de bruit en tension de $0,64 \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$ qui est égale à un bruit en tension e_{at} $0,8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ à 1kHz qui correspond à celui donné par le constructeur et un bruit en courant ramené à l'entrée de $54 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ à 1kHz

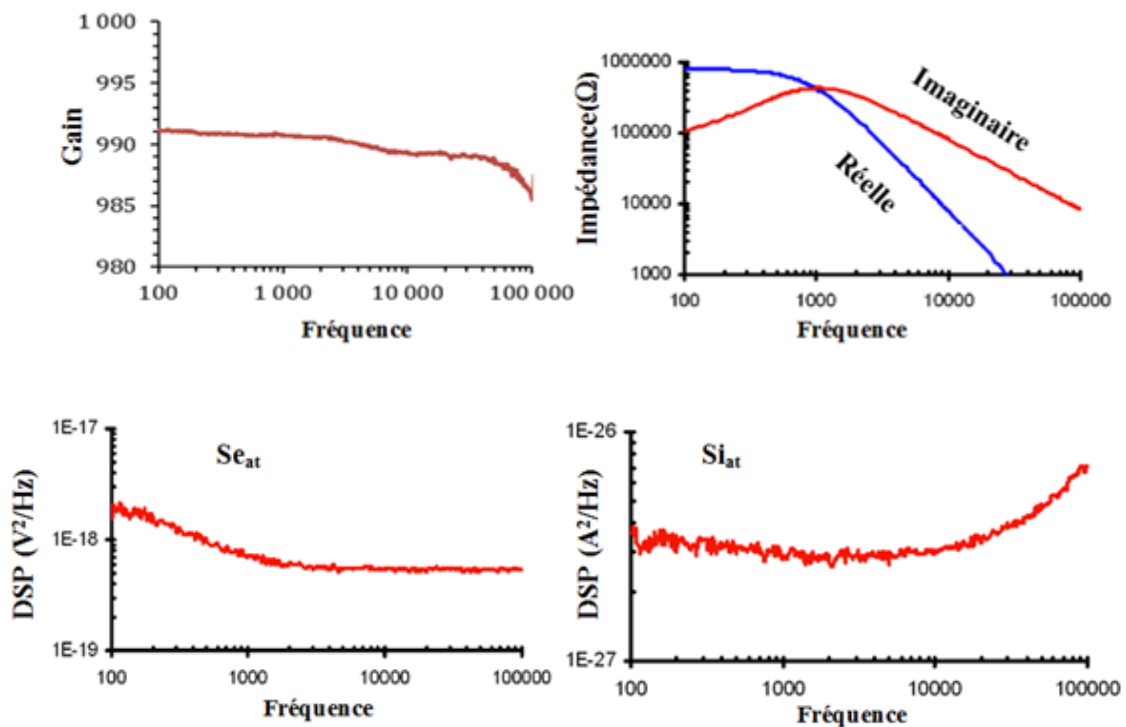


Figure 21: Caractéristique de l'amplificateur de tension EG&G5184

b) **Caractéristique de l'amplificateur de tension modèle SA-230F5.**

L'amplificateur de tension faible bruit modèle SA-230F5 fabriqué par NF corporation est montré Figure 22 .



Figure 22: Amplificateur de tension faible bruit modèle SA-230F5

Cet amplificateur couvre une bande de fréquence allant de 1kHz à 100MHz mais la bande de fréquence de mesure est limitée à 10 MHz, à cause de notre analyseur de signal. L'amplificateur présente une impédance d'entrée et de sortie de 50 Ω , un gain de 46 dB et deux sources de bruit, une en courant et l'autre en tension. Ces caractéristiques sont représentées sur la Figure 23.

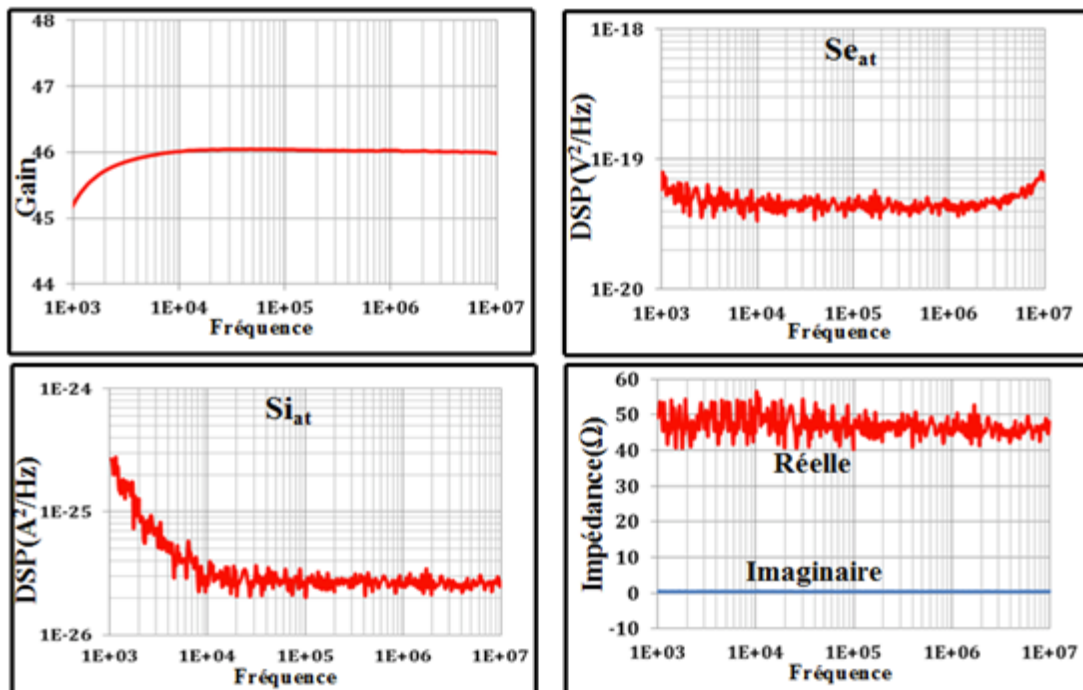


Figure 23: Caractéristique d'amplificateur de tension modèle SA-230F5

Nous retrouvons également les résultats donnés par le constructeur : gain de 46 dB , une impédance d'entrée de 50Ω sur toute la bande de fréquence mesurée. Nous avons également mesuré une DSP de bruit en tension de $5,8 \times 10^{-20} \text{ V}^2/\text{Hz}$ (égale aux valeurs données par le constructeur), correspondant à un bruit en tension e_{at} de $0,25 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. La DSP de bruit en courant a également été mesurée ($3 \times 10^{-26} \text{ A}^2/\text{Hz}$) permettant de déterminer un bruit en courant i_{at} de $5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ (correspondant aux données constructeur).

L'association des deux AT permet de faire les mesures de bruit dans une bande de fréquence de 10 Hz à 10 MHz.

De la même façon qu'avec l'utilisation des amplificateurs transimpédance, nous mesurons séparément chaque accès de DST en renfermant l'autre par un court-circuit AC.

En se basant sur la Figure 18 et les caractéristiques des amplificateurs de tension représentés sur la Figure 21 et Figure 23, on arrive à représenter le banc de mesure sous forme d'un circuit électrique basse fréquence équivalent. Ce circuit tient compte de tous les composants de notre banc de mesure et permet d'extraire la valeur finale de la densité de courant de bruit de notre transistor sous test. La Figure 24 représente le schéma électrique de notre montage.

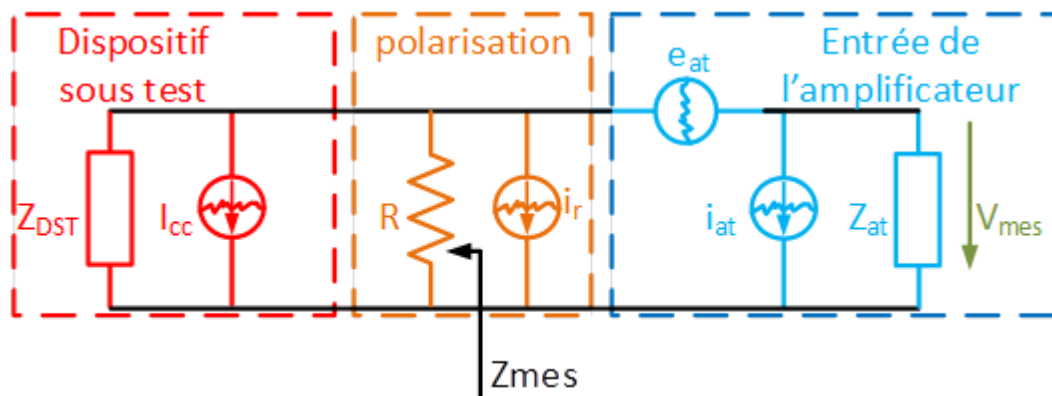


Figure 24: Schéma électrique du banc de mesure utilisant l'amplificateur de tension

Le circuit électrique équivalent du banc de mesure comprend l'entrée de l'amplificateur, le bloc de polarisation et le dispositif sous test. L'entrée de l'amplificateur de tension est caractérisée par son impédance complexe Z_{at} et ses deux sources de bruit internes en courant et en tension notées respectivement i_{at} et e_{at} déjà caractérisées et validées. Le bloc de polarisation correspond aux résistances de mesure R (soit R_1 ou R_2 respectivement la résistance à l'entrée et à la sortie du transistor) associées à une source de bruit en courant en parallèle qui correspond au bruit thermique de la résistance. Finalement, notre composant sous test est schématisé comme une impédance complexe Z_{DST} en parallèle avec une source de bruit en courant I_{cc} , qui représente la source de bruit en courant sur l'accès du transistor, sachant qu'en mesurant un des accès du transistor, l'autre accès du transistor est court-circuité en AC.

En appliquant les lois des mailles et des nœuds sur notre circuit équivalent on arrive à extraire une relation qui relie la DSP de bruit en tension mesurée $S_{V_{mes}}$ avec la DSP de bruit en courant du composant $S_{I_{cc}}$ donnée par l'équation (I-9)

$$S_{I_{cc}} = S_{V_{mes}} \times \left| \frac{Z_{mes} + Z_{at}}{Z_{mes} \times Z_{at}} \right|^2 - \frac{S_{e_{at}}}{|Z_{mes}|^2} - 2 \times R \left\{ \frac{e_{at} \times i_{at}^*}{Z_{mes}} \right\} - S_{i_{at}} - S_{i_r} \quad (I-9)$$

Avec

$$Z_{mes} = Z_{DST} // R$$

$S_{i_r} = 4KT/R$ est la DSP de bruit thermique en courant de la résistance de mesure

$$S_{V_{mes}} = (V_{mes}^2) / (\text{Gain}^2) \quad (I-10)$$

$S_{V_{mes}}$: représente la densité spectrale de bruit en tension.

Généralement la valeur de DSP de bruit en courant $S_{i_{at}}$ est négligeable et la relation qui relie $S_{I_{cc}}$ et $S_{I_{mes}}$ devient (I-11)

$$S_{Icc} = S_{Vmes} \times \left| \frac{Z_{mes} + Z_{at}}{Z_{mes} \times Z_{at}} \right|^2 - \frac{Se_{at}}{|Z_{mes}|^2} - Si_r \quad (I- 11)$$

L'équation d'extraction de la valeur de la DSP de bruit en courant du dispositif sous test en utilisant le AT dépend de la valeur d'impédance de Z_{mes} . Nous sommes donc obligés de mesurer l'impédance Z_{mes} correspondant à l'impédance du DST et de la résistance R en parallèle.

I.3.2.4. Banc de mesure de bruit BF à des fortes tensions de polarisation.

Les composants semi-conducteurs ont subi récemment de grands développements (HEMT, FET, ...). Les niveaux de leurs points de fonctionnement sont plus élevés et ils supportent de plus fortes puissances. Ils peuvent supporter une tension de polarisation de 50 volts et plus et un courant de l'ordre de 1 A. Ces évolutions nous ont obligés à trouver des solutions pour augmenter le niveau de polarisation des composants pour la mesure de bruit BF. La solution était de trouver une source d'alimentation DC, qui présente une tension élevée, un niveau de courant de l'ordre de quelques ampères et un niveau de bruit BF très faible qui n'influence pas le résultat de la mesure. Les manipulations qui ont été réalisées avec différentes alimentations DC, nous ont permis de choisir une alimentation qui présente un faible niveau de bruit BF et qui correspond à notre besoin au niveau des tensions d'alimentation et des courants délivrés. Cette alimentation est la Keitlhey 2450, (Figure 25), elle peut délivrer une tension entre 20mVet 200V et un courant qui varie de 10nA à 1A.



Figure 25 : Alimentation DC Keitlhey 2450

Le seul problème restant avec cette alimentation est de trouver une solution pour diminuer son niveau de bruit BF qui reste élevé dans le but de ne pas perturber la mesure du bruit des composants qui présente un niveau de bruit très faible. Plusieurs essais ont été faits pour qu'on puisse réduire ce bruit et surtout éliminer le parasite 50 Hertz de la tension EDF. Pour cela nous avons réalisé trois filtres passe bas à différentes fréquences de coupure. La Figure 26 représente le schéma électrique du filtre passe bas avec sa caractéristique S21 montrant une fréquence de coupure de 100kHz. La Figure 27 représente le schéma électrique du filtre passe bas avec sa caractéristique S21 montrant une fréquence de coupure de 3 kHz. Enfin la Figure 28 représente le schéma électrique du filtre passe bas avec sa caractéristique S21 montrant une fréquence coupure de 10 Hz.

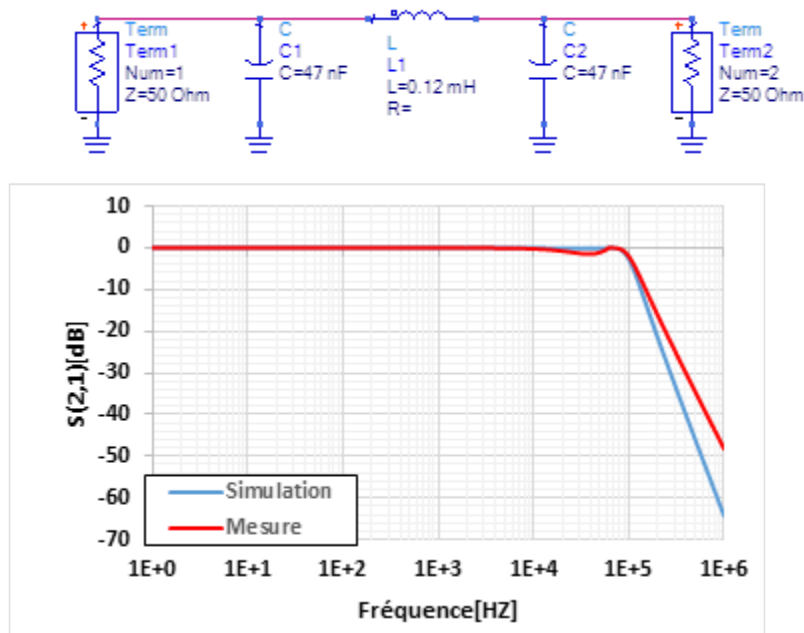


Figure 26 : Schéma électrique de filtre passe bas avec sa caractéristique S21 montrant une fréquence de coupure de 100kHz

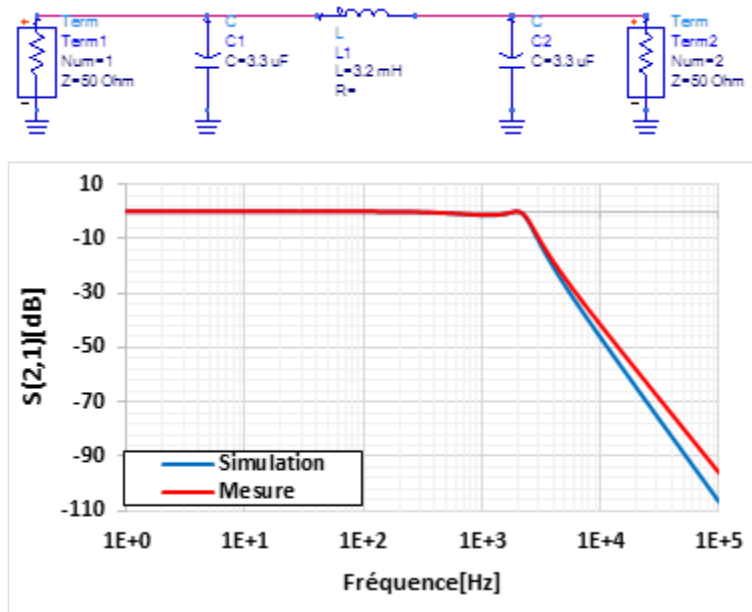


Figure 27 : Schéma électrique de filtre passe bas avec sa caractéristique S21 montrant une fréquence de coupure de 3kHz.

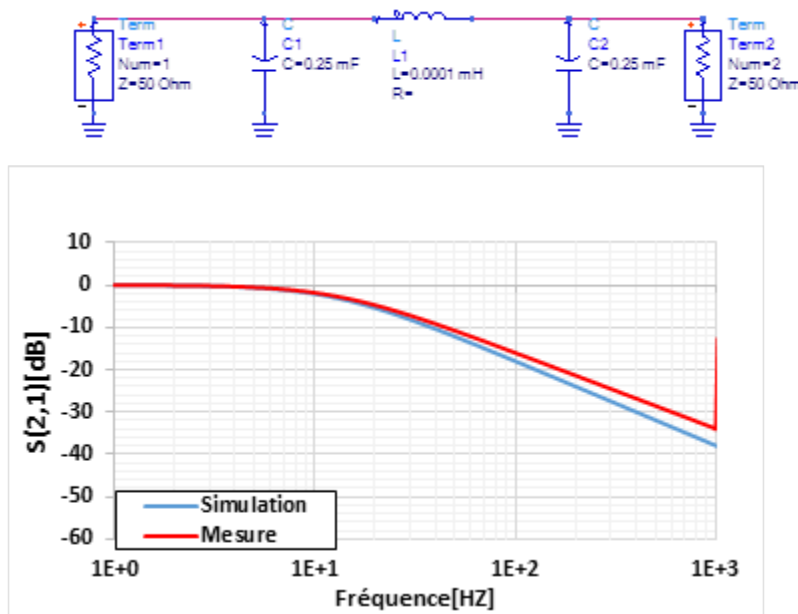


Figure 28 : Schéma électrique de filtre passe bas avec sa caractéristique S21 montrant une fréquence de coupure de 10Hz

Finalement nous avons réalisé un circuit formé de ces trois filtres passe bas, avec lesquels nous avons eu des résultats de mesure de bruit similaires aux résultats de

mesures réalisées avec les batteries. Ces filtres sont réalisés simplement avec des capacités et des inductances dont les valeurs sont indiquées sur les différents schémas électriques des filtres et qui ont été choisies d'une manière très précise grâce aux simulations faite sous ADS. La Figure 29 montre le filtre passe bas réalisé qui est branché sur la sortie de l'alimentation DC de Keitlhey 2450.

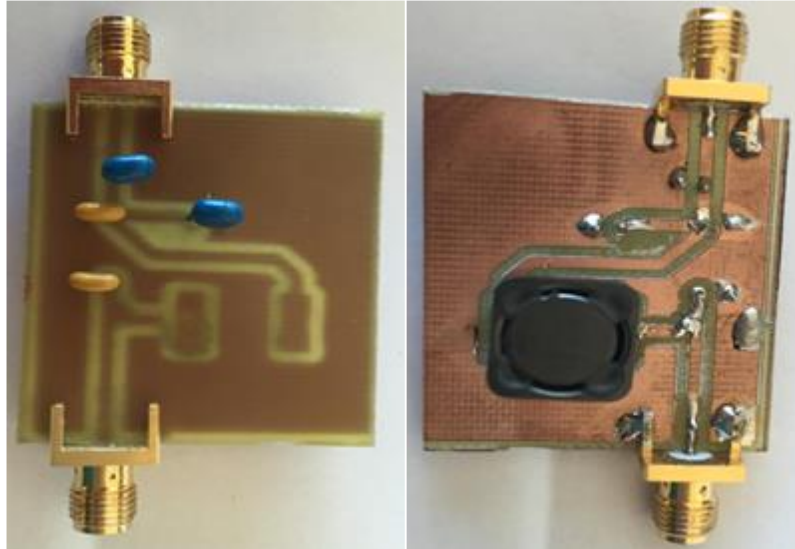


Figure 29 : Filtre de bruit BF réalisé

Ce montage mesurant le bruit BF en utilisant l'alimentation DC de Keitlhey a été validé avec la présence de l'amplificateur de tension. La Figure 30 montre la comparaison entre les différentes mesures du transistor TBH InGaP/GaAs $1 \times 2 \times 30 \mu\text{m}$ d'UMS à température ambiante et une densité de courant de 1 kA/cm^2 en polarisant notre composant avec batterie et avec l'alimentation DC de Keitlhey en présence et en absence de notre filtre, celui-ci étant connecté directement sur la sortie continue de l'alimentation.

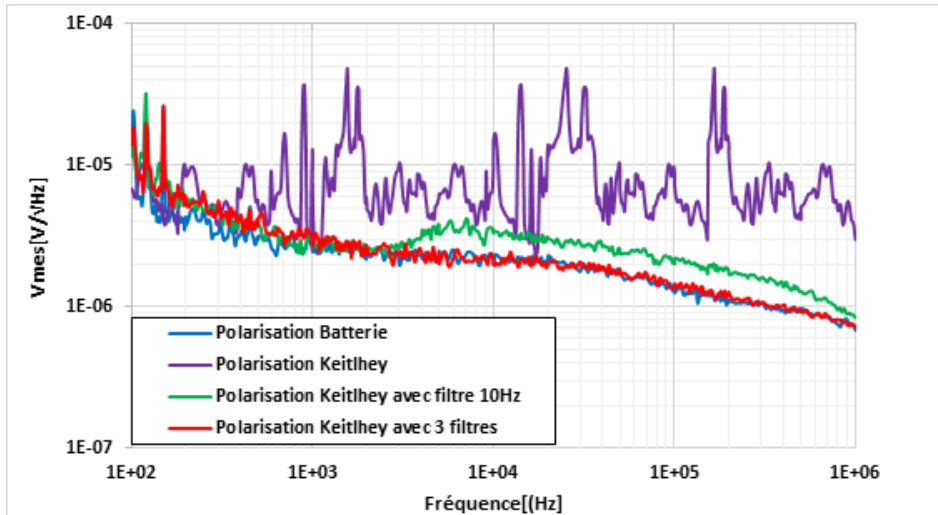


Figure 30 : comparaison des mesures de bruit avec différentes polarisations du transistor TBH InGaP/GaAs $1 \times 2 \times 30 \mu\text{m}^2$.

Cette nouvelle alimentation nous donne la possibilité de faire un banc de mesure de bruit BF complètement automatisé pour des mesures systématiques sur tout le réseau I (V) du composant.

De plus cette alimentation va nous permettre de polariser des transistors à fortes tensions et courants comme par exemple des transistors HEMT de la filière GaN (Chapitre3).

I.3.3. Banc de mesure des impédances BF de transistors

Un banc de mesure BF a été développé au sein de laboratoire XLIM pour pouvoir caractériser les impédances des composants sous test en entrée et sortie nécessaires à l'extraction de la DSP de bruit en courant.

I.3.3.1. Choix des instruments

La Figure 23 représente le banc de mesure de l'impédance BF aux accès du composant sous test.

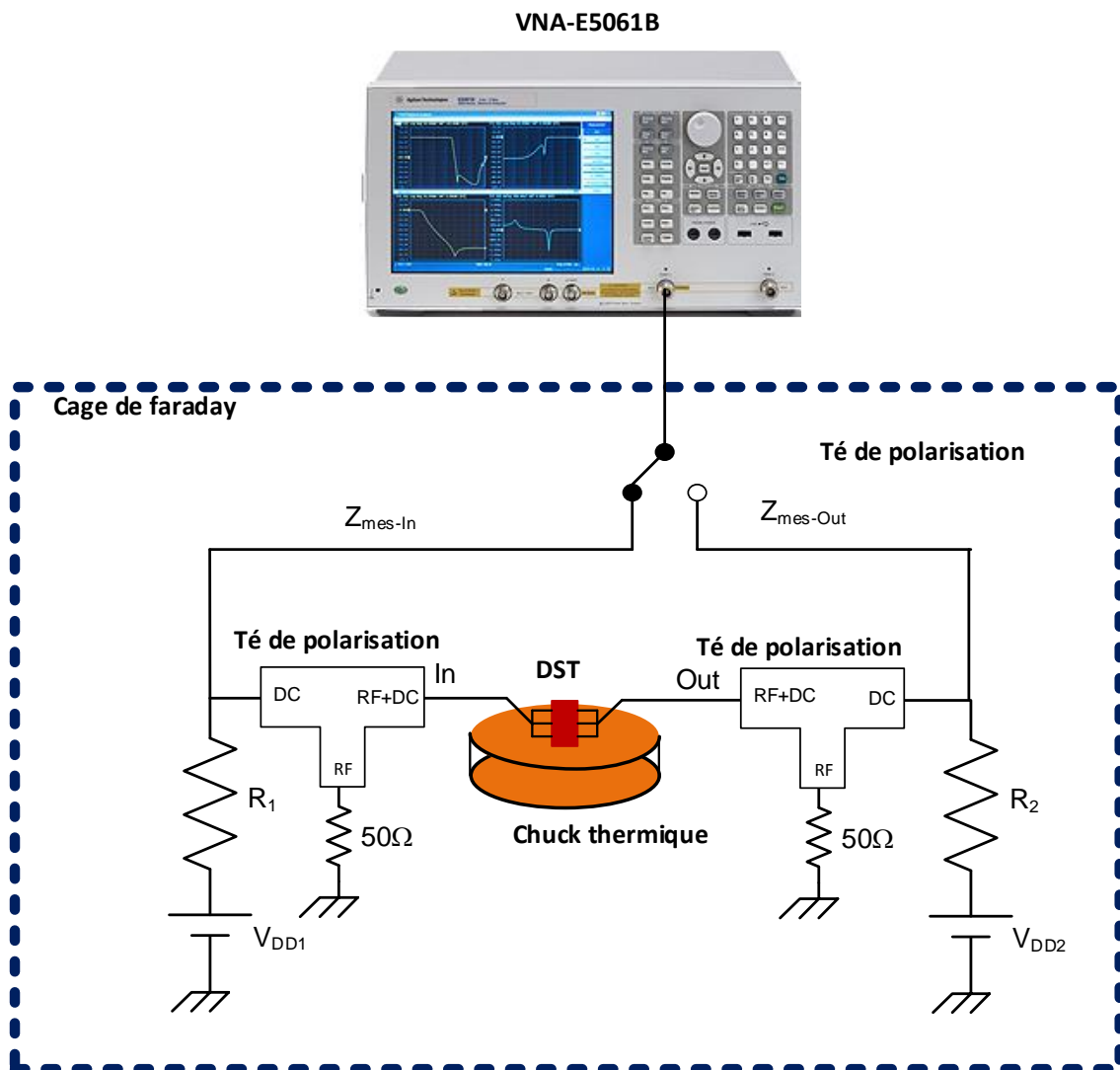


Figure 31: Banc de mesure d'impédances BF en fonction de la température.

Les mesures d'impédances à l'entrée et à la sortie des transistors sont faites grâce à un analyseur de réseau vectoriel VNA d'Agilent E5061B dans une bande de fréquence de 5Hz à 10MHz. On utilise deux té de polarisations sur les accès du DST qui sont chargés sur 50 Ω sur leurs accès RF. Cependant, dans notre travail nous sommes limités à une fréquence maximale de 10 MHz par rapport à la mesure du bruit BF. Nous disposons d'un plateau thermique permettant d'appliquer une température de 150 degré Celsius sur le composant sous pointes.

I.3.3.2. Calibration appliquée sur les mesures d'impédances

Les mesures des impédances du DST sont réalisées sous pointes, donc il faut appliquer une calibration dans le but de ramener les mesures faites sur l'appareil dans le plan de mesure du DST, et donc de prendre en compte tous les éléments présents dans le banc lors du mesure (câble, tés de polarisation, résistances de mesures). Une calibration de type SOL (Short, Open, Load) est réalisée sur les deux accès de mesure. La calibration SOL nécessite la mesure d'un circuit ouvert (Z_{CO}), d'un court-circuit (Z_{CC}) et d'une charge de 50 ohms (Z_{50}). La Figure 32 décrit les étapes de la calibration et le kit de calibration utilisé.

Pour faciliter la mesure nous avons réalisé plusieurs calibrations pour différentes valeurs de résistances à l'entrée R_1 et à la sortie R_2 de notre banc. Après, on applique la calibration dans le fichier d'extraction de la DSP de bruit en courant, pour ne pas refaire la calibration à chaque fois qu'on va mesurer les impédances.

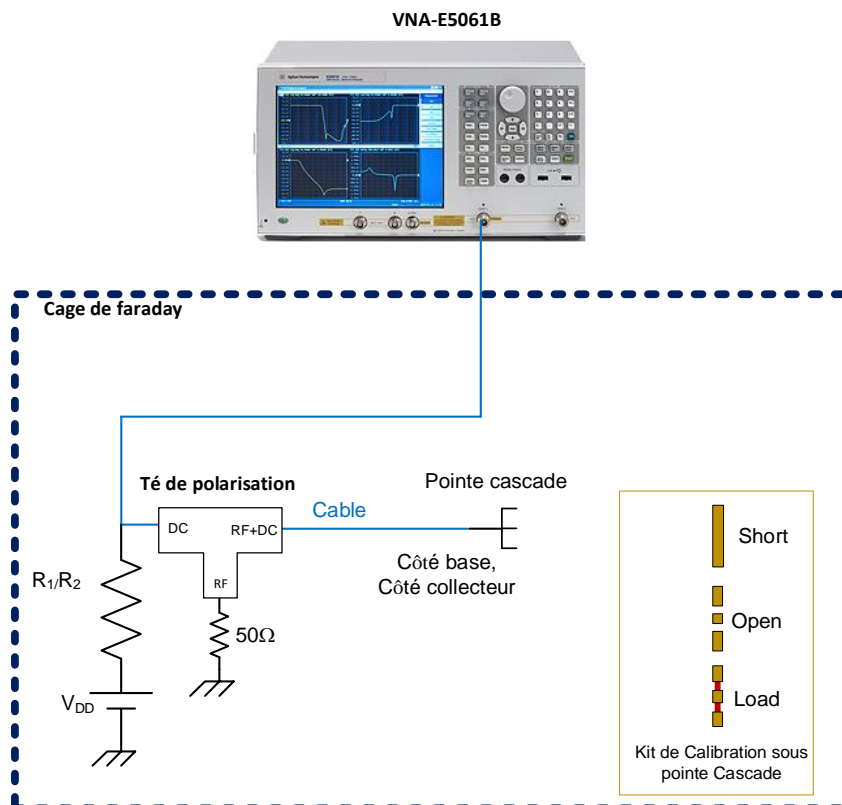


Figure 32 : Calibration de la mesure d'impédance de DST

Le principe de la calibration de l'impédance consiste à calculer l'erreur de directivité (E_d), l'erreur liée à la source (E_s) et l'erreur liée à la réponse fréquentielle (E_{rt}). La Figure 33 représente la répartition des termes d'erreur.

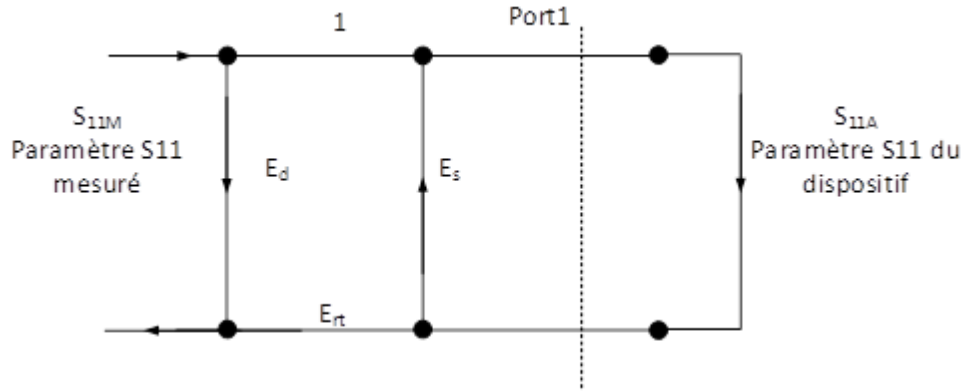


Figure 33 : Termes d'erreurs de la calibration de la mesure d'impédance de DST

Où

$$S_{11M} = E_d + \frac{E_{rt} S_{11A}}{1 - E_s S_{11A}} \quad (\text{I- 12})$$

Nous avons 3 termes à déterminer (E_d , E_s , E_{rt}) donc nous réalisons 3 mesures des standards (c/o, c/c et charge 50Ω)

Dans ce but, nous calculons les coefficients de réflexion mesurés S_{11M} pour les différentes mesures des standards de calibration avec les équations (I-13) :

$$\begin{aligned} S_{11M50} &= E_d & (S_{11A} &= 0) \\ S_{11Mc/o} &= E_d + \frac{E_{rt}}{1 - E_s} & (S_{11A} &= 1) \\ S_{11Mc/c} &= E_d - \frac{E_{rt}}{1 + E_s} & (S_{11A} &= -1) \end{aligned} \quad (\text{I- 13})$$

On peut ensuite déterminer les différents termes d'erreurs grâce aux équations (I-14) à partir des équations (I-13) :

$$\begin{aligned}
E_{rt} &= (S_{11Mc/o} - S_{11M50}) \frac{2 \times (S_{11Mc/c} - S_{11M50})}{(S_{11Mc/c} - S_{11Mc/o})} \\
E_s &= \frac{2 \times S_{11M50} - S_{11Mc/c} - S_{11Mc/o}}{(S_{11Mc/c} - S_{11Mc/o})} \\
E_d &= S_{11M50}
\end{aligned} \tag{I- 14}$$

Ensuite on calcule le coefficient de réflexion corrigé S_{11A} représenté par l'équation (I-15), et en se basant sur le résultat de équation (I-13), (I-14).

$$S_{11A} = \frac{S_{11M} - E_d}{E_s \times S_{11M} - E_{rt} - E_d \times E_s} \tag{I- 15}$$

A partir du coefficient de réflexion corrigé on calcule notre impédance corrigée grâce à l'équation (I-16).

$$Z = \frac{1 + S_{11A}}{1 - S_{11A}} \tag{I- 16}$$

Pour valider la procédure de calibration, nous avons réalisé plusieurs mesures sur différentes résistances. Nous présentons les résultats de mesure d'une résistance sous wafer de 1000 Ohms. La Figure 34 représente les résultats de mesure de la partie réelle et imaginaire de la résistance 1000 sur une bande de fréquence de 1 MHz avant calibrage. On remarque que la valeur de l'impédance n'est pas constante avec la fréquence

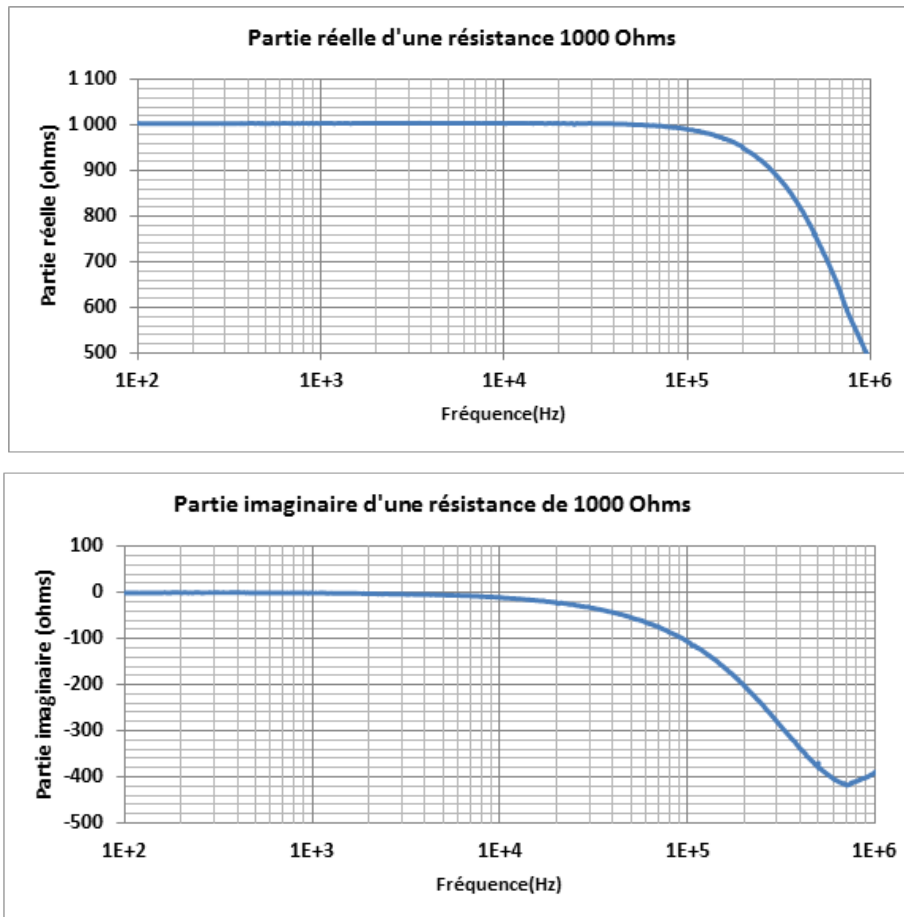


Figure 34 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance avant calibrage.

La Figure 35 présente les résultats de la partie réelle et imaginaire de la résistance 1000 Ohms après avoir appliqué la calibration. Nous retrouvons la valeur de la résistance mesurée qui est de 1000 ohms. Cette valeur reste constante sur toute la bande de fréquence de mesure, ce qui montre l'importance d'appliquer la calibration sur les résultats de mesure pour avoir les valeurs exactes.

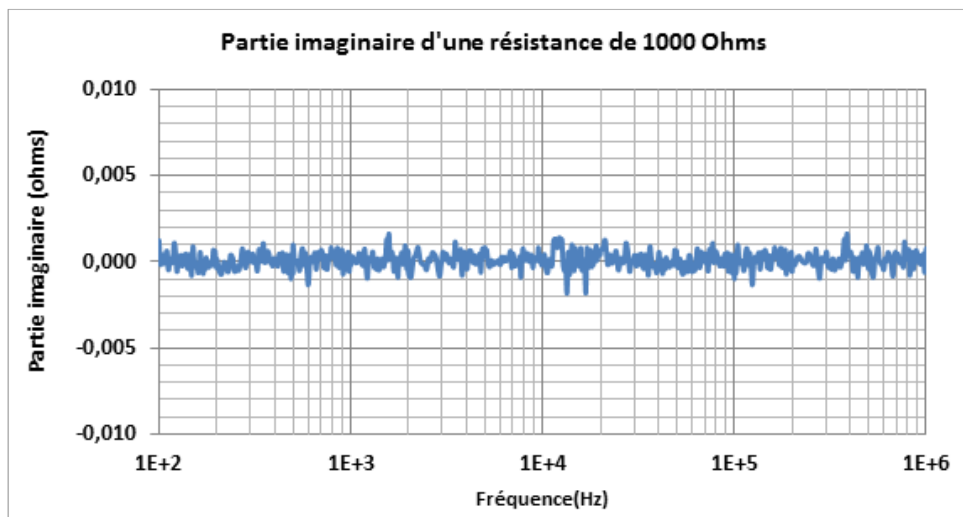
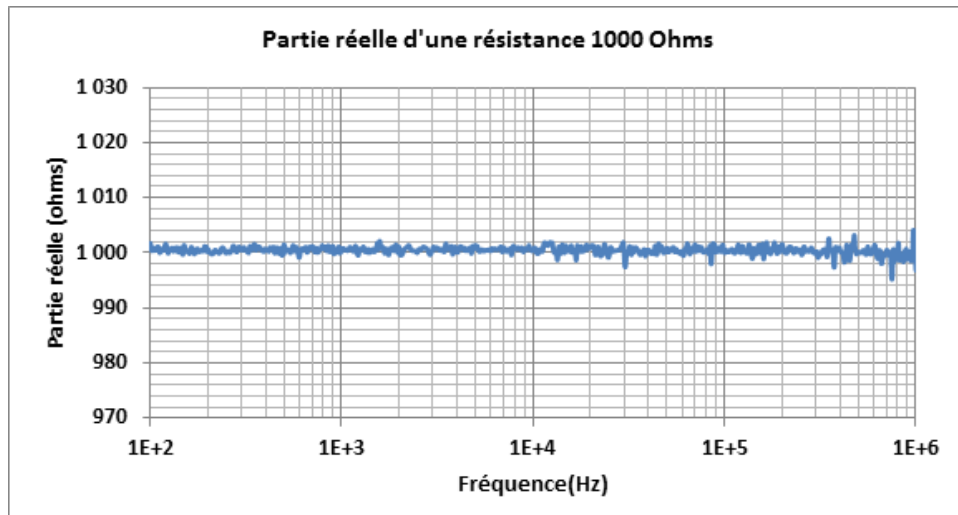


Figure 35 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance après calibrage.

D'autres résistances ont été mesurées et valident la procédure de calibrage.

I.4. Mesure d'impédance du DST.

I.4.1. Mesure à l'entrée

La Figure 36 montre la mesure de l'impédance du DST (Z_{Mes-in}) à l'entrée du transistor, Z_{Mes-in} représente l'impédance du DST à l'entrée Z_{DST-in} parallèle à R_1 . Une capacité de 20 mF est branchée sur la sortie du transistor permettant de court-circuiter la source de courant sur cet accès.

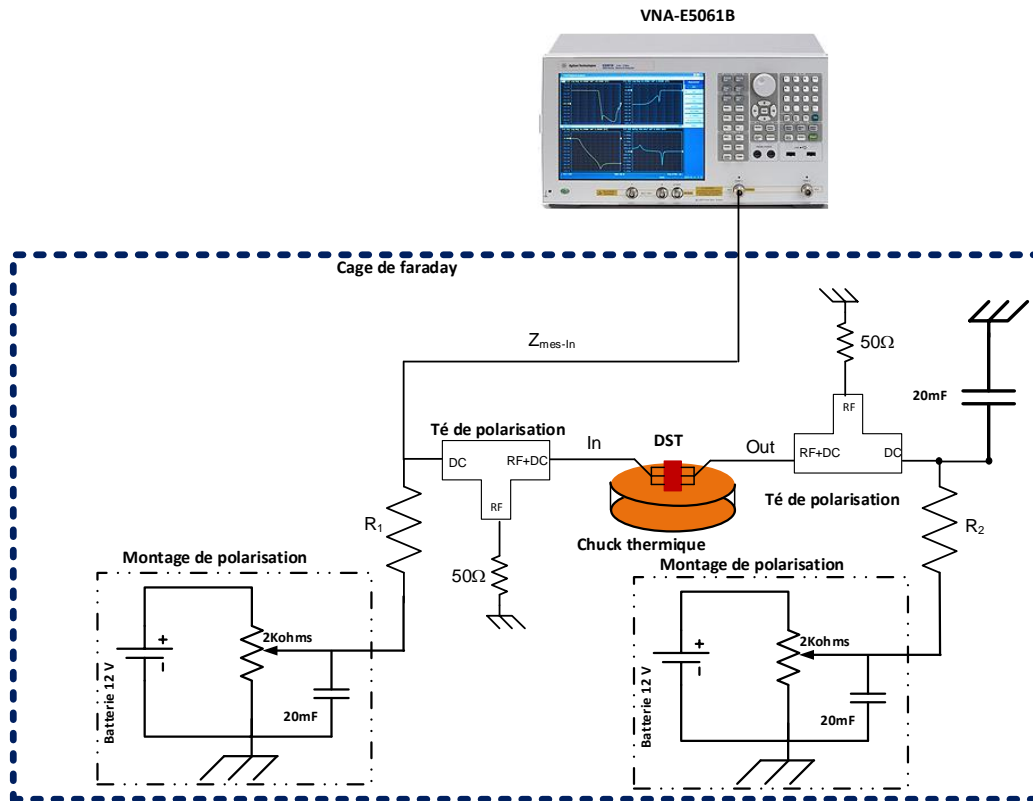


Figure 36 : Montage de la mesure de l'impédance à l'entrée du transistor en court circuitant la sortie

Une fois la mesure effectuée, on peut appliquer les résultats de différentes calibrations qui ont déjà été réalisées et grâce à l'équation (I-16) on obtient la vraie valeur de Z_{DST-in} du composant sous test.

I.4.2. Mesure à la sortie.

La Figure 37 représente le schéma du montage pour la mesure de l'impédance du DST ($Z_{Mes-out}$) en sortie de transistor, $Z_{Mes-out}$ représente l'impédance du DST en sortie $Z_{DST-out}$ en parallèle avec R_2 . Une capacité de 20 mF, est branchée sur l'entrée du transistor permettant de court-circuiter la source de courant sur cet accès.

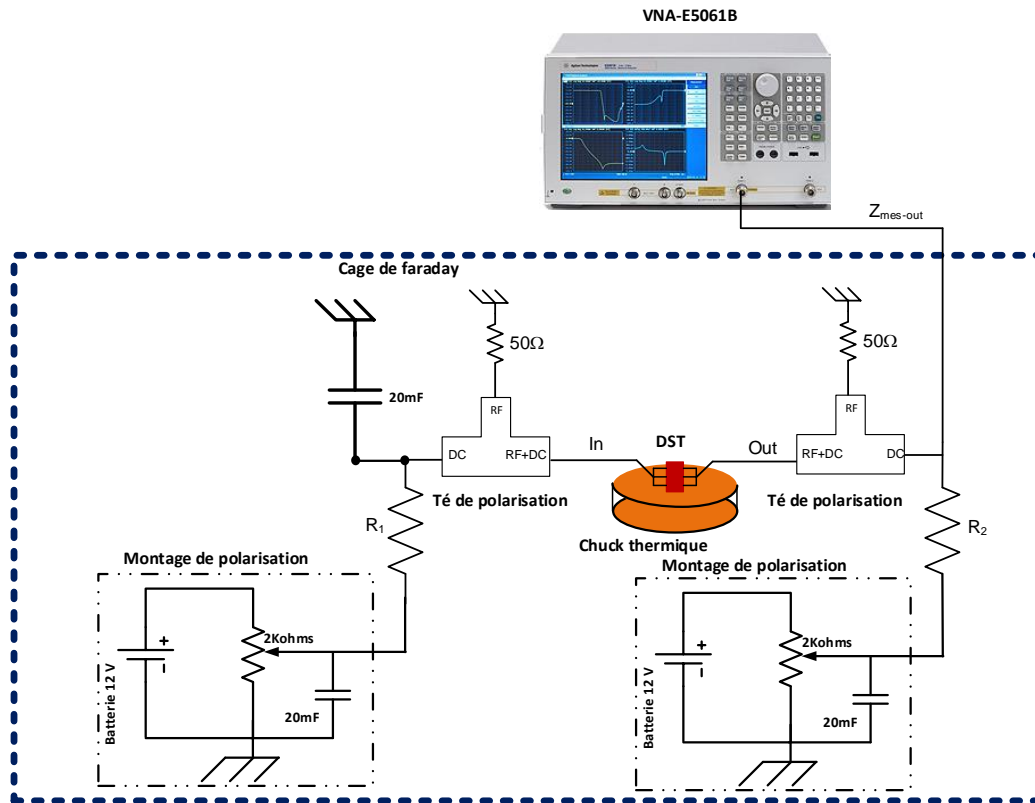


Figure 37 : Montage de la mesure de l'impédance à la sortie du transistor en court circuitant l'entrée

Grâce à la calibration qui a déjà été réalisée et en appliquant l'équation (I-16) on obtient la vraie valeur de $Z_{DST-out}$ du composant sous test.

Après avoir réalisé la mesure de la DSP de bruit en tension et de l'impédance nous appliquons l'équation (I- 11) à chaque accès du transistor et on extrait la DSP de bruit en courant.

I.5. Mesure des densités spectrales de bruit en courant.

I.5.1. Mesure à l'entrée.

La Figure 38 est la représentation des deux montages concernant la mesure de la DSP de bruit en tension ($S_{VMes-in}$) ou en courant ($S_{IMes-in}$) à l'entrée du transistor en utilisant respectivement l'AT ou ATI. Une capacité de 20 mF est branchée sur la sortie du transistor permettant de court-circuiter la source de courant AC sur cet accès.

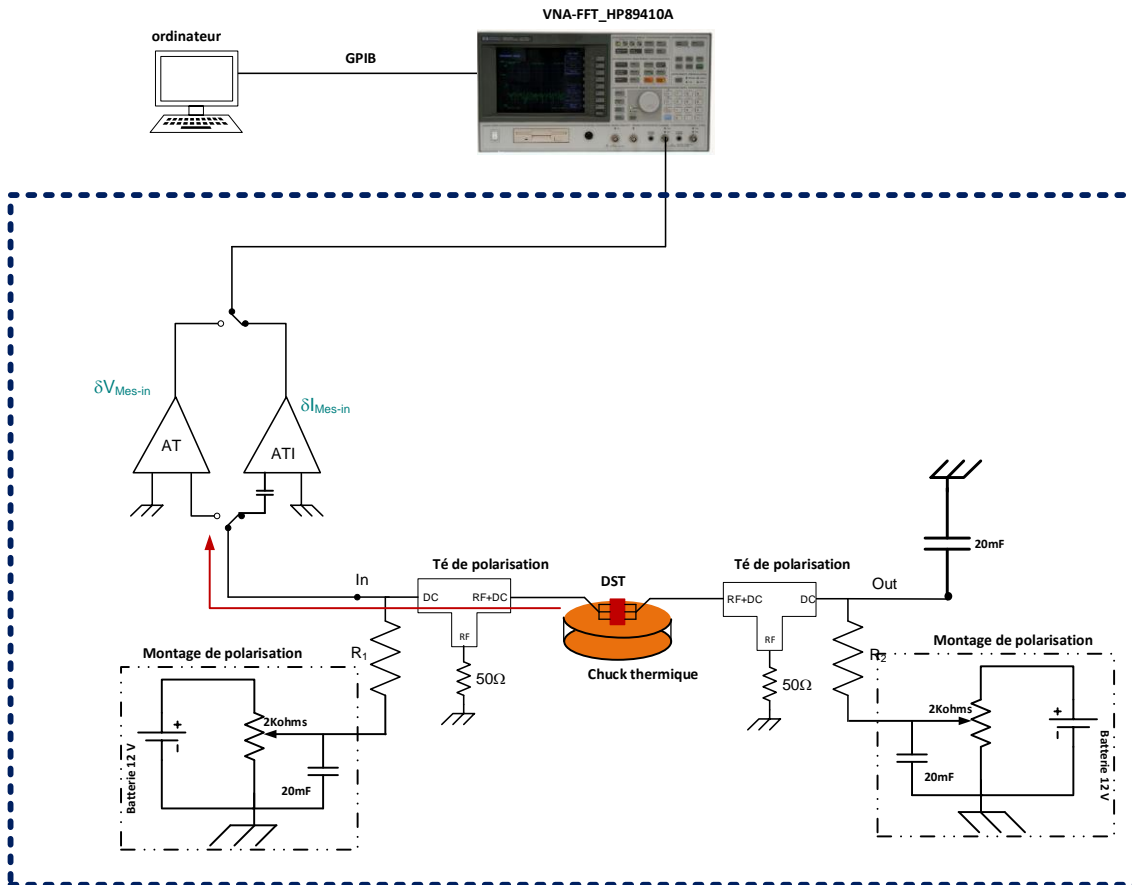


Figure 38 : Montage de mesure du bruit BF à l'entrée du transistor en court-circuitant la sortie

I.5.2. Mesure à la sortie.

La Figure 39 donne le schéma de la mesure de la DSP de bruit en tension ($S_{VMes-out}$) ou en courant ($S_{IMes-out}$) en sortie du transistor en utilisant respectivement l'AT ou ATI, une capacité de 20 mF, est branchée à l'entrée du transistor permettant de court-circuiter la source de courant AC sur cet accès.

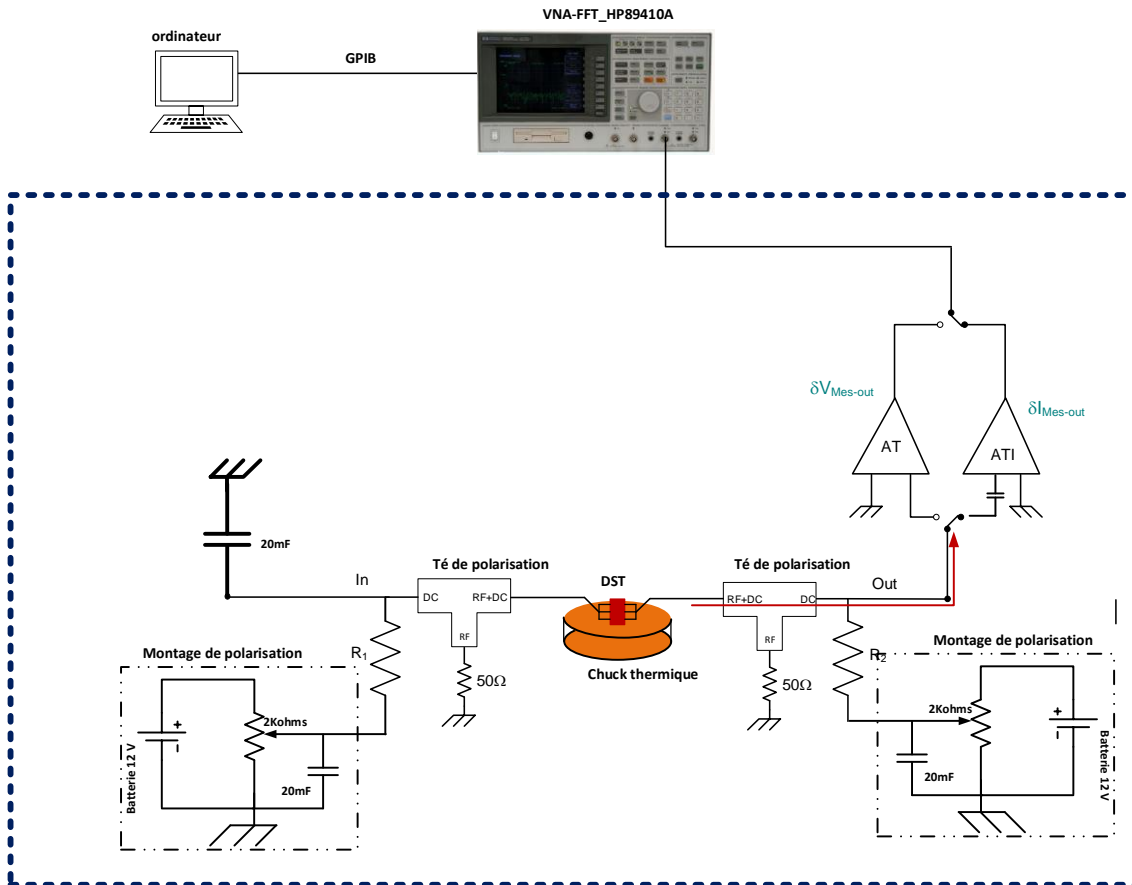


Figure 39 : Montage de mesure de bruit BF à la sortie du transistor en court circuitant l'entrée

Les résultats de mesure en utilisant l'amplificateur de transimpédance sont utilisés directement pour extraire la DSP de bruit en courant grâce à l'équation (I-8). En revanche lorsque nous utilisons l'amplificateur de tension nous sommes obligés de mesurer l'impédance aux accès du transistor (entrée et sortie).

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrits les différents types de bruit BF qui existe dans les composants semi-conducteurs avec leurs définitions. Ensuite nous avons décrit le banc de mesure du réseau I(V). Puis nous avons présenté le banc de mesure de bruit BF développé au sein du laboratoire, en décrivant le choix des instruments et les différentes topologies de mesure de bruit BF (en utilisant l'amplificateur transimpédance ou celui en tension). On a représenté le banc de mesure de l'impédance à l'accès des composants en le décrivant et en présentant les différents appareils utilisés. Nous avons montré le support thermique réalisé au laboratoire et son intégration dans notre banc.

Nous avons montré les modifications qui ont été réalisées sur le banc de bruit BF pour faire des mesures à de fortes tensions d'alimentation. Pour cela nous avons validé l'utilisation de l'alimentation Keithley 2450 avec un filtre développé au laboratoire et avec lequel ont été retrouvés les mêmes résultats de mesure qu'en utilisant les batteries.

Finalement nous avons présenté les topologies de mesure de bruit BF et d'impédance aux accès des composantes sous test avec les différentes méthodes d'extraction en utilisant l'amplificateur transimpédance et l'amplificateur de tension.

Après avoir réalisé une vue complète sur les mesures de bruit BF, nous allons réaliser une étude sur les simulations physiques afin de localiser les origines du bruit dans les composants semi-conducteurs.

II. Simulation Numérique du Bruit Basse Fréquence dans les composants Semi-Conducteurs.

Introduction

Après avoir détaillé dans le premier chapitre une méthode complète de caractérisation expérimentale du bruit BF dans les composants semi-conducteurs pour différentes technologies, il était intéressant de valider des résultats de mesures avec des simulations physiques. En se basant sur les travaux effectués par Khaled ABDEL HADI [19], qui a réalisé une simulation physique déterministe et aléatoire sur le TBH InGaP/GaAs, nous avons effectué des simulations en température sur ses composants. Des simulations sur les différentes jonctions et TLM constituant ce transistor ont été effectuées.

Plusieurs études réalisées par des chercheurs et des scientifiques ont montré que le bruit BF GR assisté par piège est le plus pénalisant dans les composants semi-conducteurs.

Cette simulation physique va consister à calculer la DSP des courants de court-circuit aux accès du composant en déterminant les fonctions de transfert reliant les sources de bruit locales provenant des variations aléatoires des taux de Génération Recombinaison des pièges aux courants aux accès du composant.

La somme des produits de chaque fonction de transfert par sa source locale associée donnera le courant de court-circuit à l'accès considéré.

II.1. Effets limitatifs des pièges

Les phénomènes de pièges caractérisés par des impuretés et des défauts dans le réseau cristallin et en surface altèrent considérablement les performances des transistors. Ces effets de pièges dépendent de la maturité technologique des filières utilisées. Cette dégradation de performances est due aux effets dits « dispersifs basse fréquence » tels que les phénomènes thermiques et les effets de pièges qui seraient intéressants de pouvoir dissocier à partir des caractérisations adaptées et de simulations physiques. Ces outils permettraient de développer un modèle compact précis permettant de prévoir à la fois les caractéristiques déterministes que sont la puissance, le rendement, etc... mais aussi les caractéristiques en bruit. L'amélioration de ces composants semi-conducteurs nécessite une étude complète des pièges à l'aide de méthodes appropriées.

La caractérisation en paramètres [S] basse fréquence et en bruit basse fréquence en fonction de la température permet l'évaluation de l'énergie d'activation des pièges. La simulation physique couplée avec les mesures permet de localiser finement ces pièges.

II.1.1. Définition du piège

Un piège est un défaut ou une impureté qui est créé généralement de façon involontaire par adjonction interstitielle ou substitutionnelle. Il est localisé à un niveau d'énergie permis E_T dans la bande interdite du semi-conducteur qui peut agir par l'intermédiaire d'un centre de recombinaison et de piège. La distinction entre centre recombinant et piège découle de la grandeur relative des vitesses de transition [20]. Une impureté ou défaut est un piège si les coefficients de capture sont très différents pour les électrons et les trous ou si le niveau d'énergie de piège E_T est proche de la bande de conduction E_c (piège à électron) ou proche de la bande de valence E_v (piège à trous).

On distingue deux types de pièges : Un piège donneur peut être neutre lorsqu'il est plein (possibilité d'émettre un électron) ou positif lorsqu'il a émis un électron (possibilité de capturer un électron). Un piège accepteur peut être neutre lorsqu'il est vide (possibilité

de capturer un électron) ou négatif lorsqu'il a capturé un électron (possibilité d'émettre un électron).

Les pièges peuvent être classés en deux catégories selon la position de leurs niveaux d'énergie par rapport au niveau de Fermi : les pièges peu profonds attribués généralement à la présence d'impuretés sont situés près de la bande de valence (pour les trous) et près de la bande de conduction (pour les électrons). Les pièges profonds sont situés loin de la bande de conduction en dessous du niveau de Fermi pour les électrons et loin de la bande de valence au-dessus du niveau de Fermi pour les trous.

Les pièges sont caractérisés essentiellement par un niveau d'énergie E_T et une densité N_T . Ils sont associés aux paramètres ci-dessous :

A l'équilibre thermodynamique, la statistique d'occupation électronique du centre est régie par la statistique de Fermi-Dirac :

$$f_{teq} = \frac{n_T}{N_T} = \frac{1}{1 + e^{\left(\frac{E_T - E_{F0}}{kT}\right)}} \quad (\text{II- 1})$$

Une probabilité d'occupation hors équilibre thermodynamique est régie par la statistique de Fermi-Dirac et le quasi-niveau de Fermi du piège considéré.

$$f_{te} = \frac{1}{1 + e^{\left(\frac{E_T - E_{FT}(x,y,z)}{kT}\right)}} \quad (\text{II- 2})$$

Où N_T est la densité totale du centre et n_T la densité de ce centre chargé négativement.

Par ailleurs les pièges sont définis par les sections efficaces de capture σ_n pour les électrons et σ_p pour les trous.

L'analyse des mécanismes de capture et d'émission conduit à introduire pour chaque piège les termes ci-dessous [21]

- Le coefficient de capture d'électrons (m^3/s) :

$$c_n = \sigma_n v_{thn} \quad (\text{II- 3})$$

- Le coefficient de capture des trous (m^3/s):

$$c_p = \sigma_p \nu_{thp} \quad (\text{II- 4})$$

- Le taux d'émission d'électrons : e_n (s^{-1})

$$e_n = c_n n_1 \quad (\text{II- 5})$$

- Le taux d'émission de trous : e_p (s^{-1})

$$e_p = c_p p_1 \quad (\text{II- 6})$$

Avec :

$$n_1 = N_C \cdot F_{1/2} \left(e^{\frac{E_T - E_C}{kT}} \right) \quad (\text{II- 7})$$

$$p_1 = N_V \cdot F_{1/2} \left(e^{\frac{E_V - E_T}{kT}} \right) \quad (\text{II- 8})$$

Où :

- N_C est le nombre d'états disponibles dans la bande de conduction.
- N_V est le nombre d'états disponibles dans la bande de valence.
- $F_{1/2}$ représente l'intégrale de Fermi-Dirac [22].

La théorie du processus de génération-recombinaison dans laquelle interviennent ces centres a été développée par Hall, Shockley et Read [21] [23] . Elle permet d'expliquer de façon remarquable un grand nombre de phénomènes dans les cristaux et les dispositifs à semi-conducteur.

Le rôle des centres de niveaux intermédiaires est illustré par la Figure 40 montrant les diverses étapes possibles des mécanismes de génération et recombinaison. Nous avons représenté l'état d'un tel centre au travers des quatre mécanismes de base avec un seul niveau d'énergie qui peut avoir deux états de charge : neutre ou négatifs. Les flèches de la Figure 40 indiquent la transition de l'électron durant le processus.

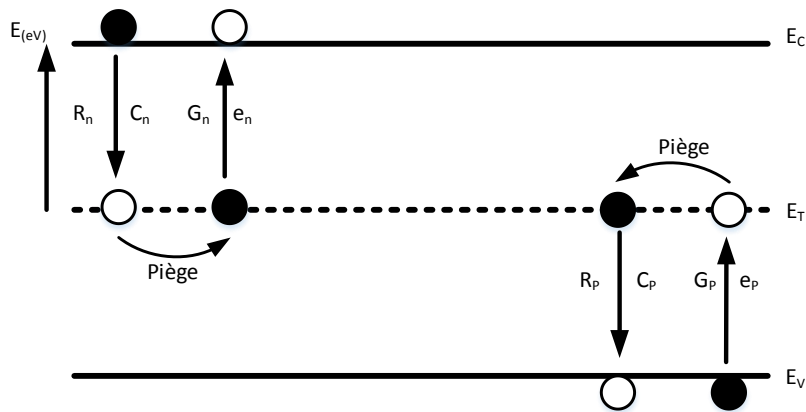


Figure 40 : Processus de génération-recombinaison des porteurs en présence d'un niveau de défaut dans la bande

II.1.2 Méthodologie de simulation physique (déterministe) et aléatoire (bruit GR) « stationnaire » des composants semi-conducteurs.

Il existe des simulateurs physiques commerciaux de grande qualité. On peut citer les deux plus importants d'entre eux : ATLAS de la société SILVACO et SENTAURUS de la société SYNOPSIS. Ces deux simulateurs physiques sont utilisés par l'ensemble de la communauté industrielle et académique du monde entier. Ils donnent des résultats précis au niveau de la simulation déterministe DC, AC et transitoire, ainsi qu'au niveau de la simulation du bruit de diffusion. Ils prennent bien en compte la dynamique des pièges aussi bien en petit signal qu'en grand signal, mais nous avons été confrontés au problème de simulation numérique fiable du bruit de GR assisté par piège.

La démarche de simulation de chaque module du logiciel est indiquée Figure 41 .

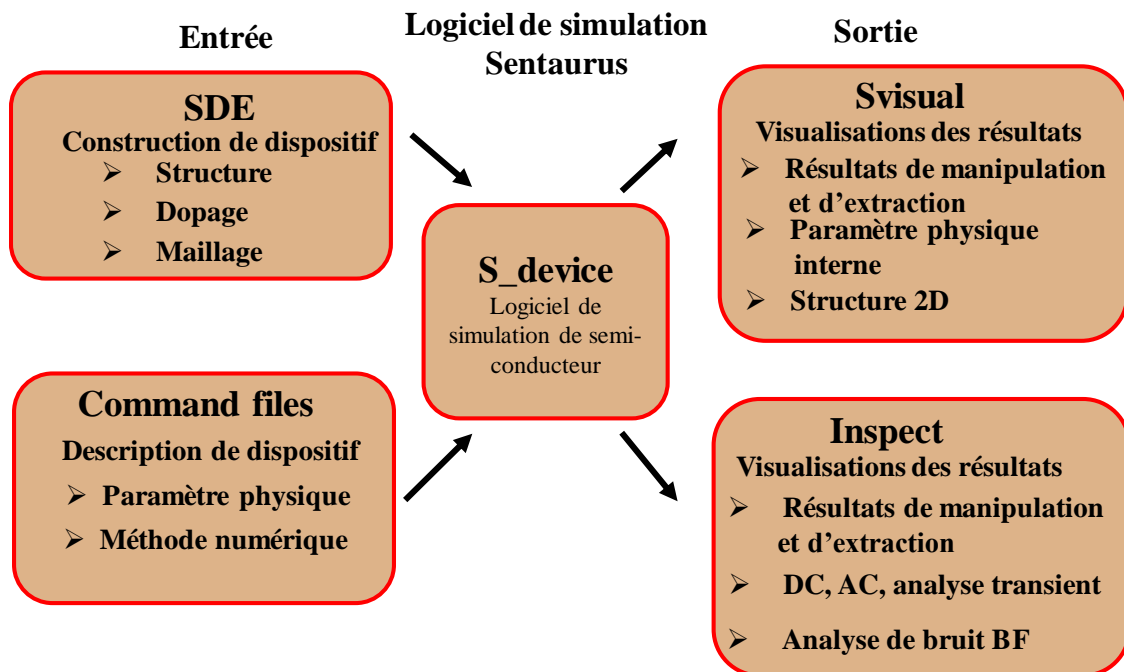


Figure 41 : Structure de simulation physique avec Sentaurus

A notre connaissance il existe peu de publications comparant les simulations de bruit BF dû aux pièges d'un composant semi-conducteurs avec les résultats de mesures pour des niveaux de densité de courant auxquels il est soumis dans les applications courantes de radar ou télécommunication.

Dans le cadre d'un modèle de transport par dérive diffusion, la méthode la plus précise de simulation du bruit GR dû aux pièges consiste, en principe, à ajouter un terme de source de bruit blanc appelé source de Langevin, aussi bien aux équations de continuité des porteurs n et p qu'à celle des porteurs du piège considéré n_t . La théorie de cette méthode a été décrite en détail par différents auteurs. [24] [25] [26] [27].

Le principe général de la méthode que nous avons proposée consiste à résoudre les équations du modèle de transport, une fois linéarisées autour d'un point de polarisation DC, en présence des sources de bruit de Langevin. Suite au calcul des différentes sources de bruit locales à chaque point du volume de la structure étudiée, on calcule numériquement, à l'aide des fonctions de Green, l'influence de chacune des sources sur

les tensions appliquées aux accès externes du composant. Ceci nous permet de calculer la densité spectrale du bruit GR en tension vue à cet accès à partir de la somme des contributions de toutes les sources locales [19].

La mise en application de ces principes de calcul nécessite l'utilisation des simulateurs numériques TCAD (Sentaurus-Synopsys ou Atlas-Silvaco) qui permettent de réaliser des simulations très fines en intégrant les différents modèles physiques connus et qui autorisent la simulation en plusieurs dimensions (2D, 3D) avec des capacités de calculs importantes, en tenant compte des effets parasites inhérents aux semi-conducteurs.

Le point fondamental ici est de relier la simulation physique de ces simulateurs à l'algorithme de calcul de bruit que nous avons développé afin de généraliser notre méthode sur tout composant semi-conducteur et quel que soit les conditions qui les entourent.

Bien que l'algorithme utilisé ait été écrit en deux dimensions, nous le présentons ci-dessous dans un développement 1D avec un modèle de transport de dérive-diffusion. Il peut s'appliquer sans aucune difficulté supplémentaire à d'autres modèles de transport. Les équations (II-9), (II-10), (II-11) et (II-12) représentent les équations différentielles du modèle de dérive-diffusion à une dimension, et la présence d'un seul niveau de piège :

- Equation de Poisson :

$$\frac{\partial^2 \delta\psi}{\partial x^2} = -\frac{q}{\varepsilon \varepsilon_0} [\delta p - \delta n - \delta n_t] \quad (\text{II- 9})$$

- Equation de continuité des électrons:

$$\frac{\partial \delta n}{\partial t} = -\Delta U_n + \frac{1}{q} \frac{\partial \delta J_n}{\partial x} + \gamma_n \quad (\text{II- 10})$$

- Equation de continuité des trous :

$$\frac{\partial \delta p}{\partial t} = -\Delta U_p - \frac{1}{q} \frac{\partial \delta J_p}{\partial x} - \gamma_p \quad (\text{II- 11})$$

- Equation de continuité des électrons piégés :

$$\frac{\partial \delta n_t}{\partial t} = \Delta U_n - \Delta U_p + \gamma_t \quad (\text{II- 12})$$

Avec,

$$U_n = R_n - G_n \quad (\text{II- 13})$$

$$U_p = R_p - G_p \quad (\text{II- 14})$$

Où, R_n, G_n, R_p, G_p , représentent respectivement, les taux de recombinaison et de génération des porteurs considérés au point de polarisation choisi donnés par (II-15), (II-16), (II-17) et (II-18) :

$$R_n = c_n n N_T (1 - f_t) \quad (\text{II- 15})$$

$$G_n = c_n n_1 N_T f_t \quad (\text{II- 16})$$

$$R_p = c_p p N_T f_t \quad (\text{II- 17})$$

$$G_p = c_p p_1 N_T (1 - f_t) \quad (\text{II- 18})$$

Dans ces équations

n représente la densité des électrons libres

p représente la densité des trous libres

n_t représente la densité des électrons piégés

N_T la densité des pièges.

f_t représente la probabilité d'occupation du piège par un électron

c_n représente la probabilité de capture des électrons par les pièges

c_p représente la probabilité de capture des trous par les pièges

$\gamma_n, \gamma_p, \gamma_t$ Représentent les sources de Langevin du bruit GR assisté par pièges qui vérifient la relation (II- 19) [28]:

$$\gamma_n + \gamma_p + \gamma_t = 0 \quad (\text{II- 19})$$

Ce système d'équations linéaires sera traduit dans le domaine fréquentiel et peut être exprimé en un système de trois équations en reportant l'équation de continuité (II-12) des électrons piégés dans les trois premières (II- 20) (II- 21) (II- 22) et s'écrit :

$$\frac{\partial^2 \delta \tilde{\psi}}{\partial x^2} = -\Lambda_{\psi}(\delta \tilde{\psi}, \delta \tilde{n}, \delta \tilde{p}) + \tilde{s}_{\psi} \quad (\text{II- 20})$$

$$j\omega \delta \tilde{n} = -\Lambda_n(\delta \tilde{\psi}, \delta \tilde{n}, \delta \tilde{p}) + \tilde{s}_n \quad (\text{II- 21})$$

$$j\omega \delta \tilde{p} = -\Lambda_p(\delta \tilde{\psi}, \delta \tilde{n}, \delta \tilde{p}) + \tilde{s}_p \quad (\text{II- 22})$$

Avec, $\Lambda_{\alpha}(\alpha = \psi, n, p)$, opérateurs linéaires évalués au point de fonctionnement et qui dépendent des variables $\delta \tilde{\psi}$, $\delta \tilde{n}$, et $\delta \tilde{p}$ inconnues. Les nouvelles sources locales globales de Langevin dans le domaine fréquentiel \tilde{s}_{α} dépendent des sources de Langevin γ_{α} .

Une fois que les différentes sources de bruit locales à chaque point du volume de la structure étudiée sont calculées, on calcule numériquement, à l'aide des fonctions de Green, l'influence de chacune des sources sur les tensions appliquées aux accès externes du composant, Figure 42.

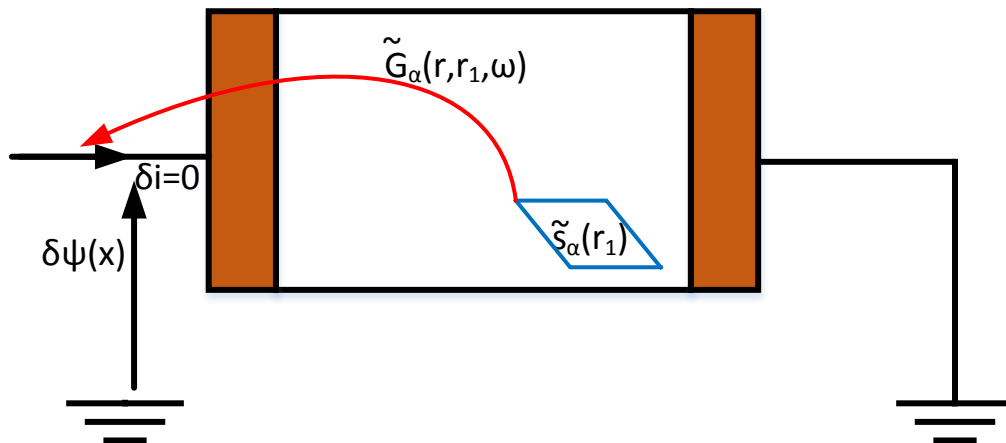


Figure 42 : Principe de calcul des fonctions de Green.

Ceci nous permet d'établir l'équation (II-23), qui permet de calculer la densité spectrale de bruit GR en tension vue à cet accès à partir de la somme des contributions de toutes les sources locales globales.

$$\begin{aligned}
S_{V,GR} = A. & \left[\int_{\mathbf{x}} \tilde{G}_{\psi}^V K_{\tilde{s}_{\psi},\tilde{s}_{\psi}} \tilde{G}_{\psi}^{V*T} dx + \int_{\mathbf{x}} \tilde{G}_n^V K_{\tilde{s}_n,\tilde{s}_n} \tilde{G}_n^{V*T} dx + \int_{\mathbf{x}} \tilde{G}_p^V K_{\tilde{s}_p,\tilde{s}_p} \tilde{G}_p^{V*T} dx + \right. \\
& 2\Re \left\{ \int_{\mathbf{x}} \tilde{G}_n^V K_{\tilde{s}_n,\tilde{s}_{\psi}} \tilde{G}_{\psi}^{V*T} dx \right\} + 2\Re \left\{ \int_{\mathbf{x}} \tilde{G}_p^V K_{\tilde{s}_p,\tilde{s}_{\psi}} \tilde{G}_{\psi}^{V*T} dx \right\} + \\
& \left. 2\Re \left\{ \int_{\mathbf{x}} \tilde{G}_n^V K_{\tilde{s}_n,\tilde{s}_p} \tilde{G}_p^{V*T} dx \right\} \right] \quad (\text{II-23})
\end{aligned}$$

$K_{S\alpha}$ les sources locales globales de bruit GR

\tilde{G}_{α}^V les fonctions de Green scalaires correspondantes

La Figure 43 montre l'organigramme de simulation de notre méthode de calcul du bruit GR assisté par piège [19].

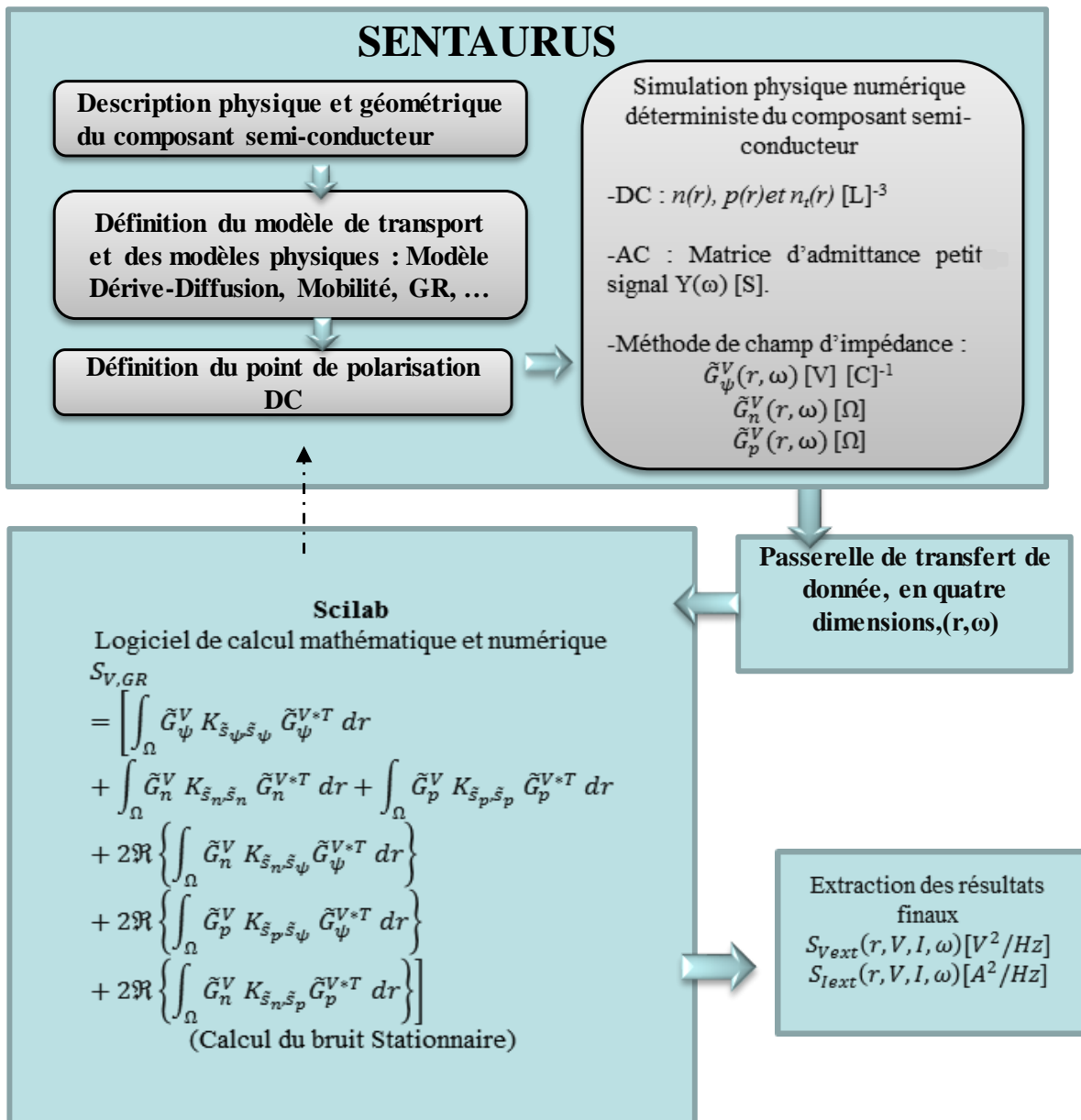


Figure 43 : Organigramme de simulation de bruit avec la nouvelle méthode développée.

L'analyse DC nous fournit les paramètres physiques à chaque nœud et maille (densités des porteurs libres $n(r)$ et $p(r)$ et la densité des électrons pièges $nt(r)$).

L'analyse AC nous fournit la matrice admittance $Y(\omega)$ petit signal en fonction de la fréquence [29].

L'analyse NOISE nous fournit les fonctions de Green. Les résultats des analyses DC, AC et NOISE sont extraits grâce aux logiciels d'extractions Tecplot et Inspect fournis par Sentaurus.

Cette méthode consiste à extraire, à partir d'une simulation physique du composant, les différentes grandeurs physiques nécessaires à notre calcul, incluant les différentes fonctions de Green. Celles-ci sont ensuite transférées, par l'intermédiaire d'une passerelle de transfert de donnée que nous avons développée, dans le logiciel de calcul numérique Scilab où seront déterminés les sources de bruit GR assistées par piège aux accès du composant en fonction de la tension appliquée et de la fréquence. Cette méthode nous permet également de suivre la distribution locale des sources de bruit à l'intérieur du composant.

Le programme sous Scilab permet de calculer la probabilité d'occupation des pièges, les taux de Génération-Recombinaison, les corrélations des sources de bruit GR assistées par pièges injectées et la densité spectrale en tension de bruit GR en fonction de la fréquence. Ces résultats sont calculés pour chaque point de polarisation.

La densité spectrale en courant de bruit GR assisté par piège est calculée grâce à la matrice $Y(\omega)$ fournie par l'analyse AC.

La méthode développée pour simuler le bruit BF a été validée premièrement sur des structures de semi-conducteurs simple (barreau homogène, jonction PN,...). Cette méthode a ensuite été appliquée sur des transistors bipolaires à hétérojonctions (TBH). Dans nos études on s'intéresse à la simulation des TBH en technologie InGaP/GaAs de la filière HB20M d'UMS dans le but de localiser l'origine des sources de bruit dans ce transistor.

Nous détaillons la simulation des différentes jonctions qui constituent ce transistor, à différentes températures dans le but de connaître l'origine du bruit. Ensuite nous déduirons l'énergie d'activation et la section de capture de ce composant sous test.

II.2. Représentation de la structure du TBH InGaP/GaAs et ses caractéristiques de pièges.

La Figure 44 présente une vue en coupe de la structure en deux dimensions (2D) d'un seul doigt d'émetteur d'un transistor TBH de la technologie HB20M d'UMS avec les différentes couches épitaxiales et les accès métalliques.

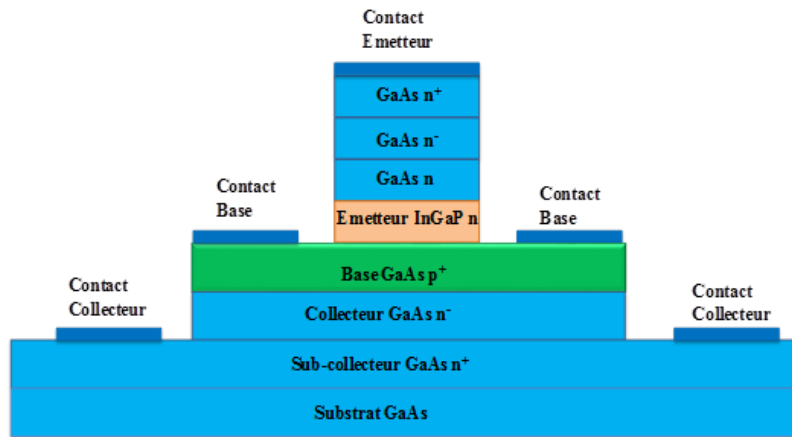


Figure 44 : Structure en deux dimensions (2D) d'un seul doigt d'émetteur d'un transistor TBH de la technologie HB20M d'UMS avec les différentes couches

Cette structure a été utilisée lors de la simulation physique du TBH InGaP/GaAs de dimensions $1 \times 2 \times 30 \mu\text{m}$. Les différents paramètres physiques, les concentrations de dopage ainsi que les différentes dimensions constituant les différentes couches de ces composants ont été fournis par UMS.

Les propriétés des trois principales couches de semi-conducteur InGaP/GaAs avec leurs épaisseurs et leurs concentrations de dopage sont présentées Tableau 1.

couche	Epaisseur [nm]	Niveau de dopage [cm^{-3}]
Emetteur InGaP	40	$N_D=3e^{17}$
Base GaAs	100	$N_A=4e^{19}$
Collecteur GaAs	1000	$N_D=1.5e^{16}$

Tableau 1 : les propriétés des principales couches.

Les différents paramètres de la structure en deux dimensions (2D) d'un seul doigt d'émetteur d'un transistor TBH de la technologie HB20M sont présentés dans le Tableau 2.

paramètres		
$\tau_{n0\text{ SRH}}$ (GaAs)	4	ns
$\tau_{p0\text{ SRH}}$ (GaAs)	3	ns
$\tau_{n0\text{ SRH}}$ (InGaP)	1	ns
$\tau_{p0\text{ SRH}}$ (InGaP)	10	ns
Mobilité μ_{n0}(Base)	2000	cm ² /Vs
Mobilité μ_{p0}(Base)	90	cm ² /Vs
Bande interdite Eg GaAs	1.42	eV
Bande interdite Eg InGap	1.86	eV
Affinité X_{InGaP}	Affinité $X_{\text{GaAs}}-30$	meV

Tableau 2 : les principaux paramètres utilisés dans la simulation

Les techniques de caractérisations des pièges DLTS (Deep-level transient spectroscopy) [30] [31] [32] effectuées sur le transistor InGaP/GaAs ont permis de montrer la présence de certains centres de piège accepteurs et donneurs.

Les études réalisées par Mitonneau [32] ont montré le premier centre de piège connu sous le nom EL2. Il est localisé dans la bande interdite du matériau GaAs de la région Base et donc nous ne le considérons pas dans notre analyse.

D'autres études ont été faites par Cherkaoui [31]. Les auteurs ont montré un deuxième centre de piège connu sous le nom EL3 qui est localisé dans le buffer du matériau InGaP de la région émettrice.

Le Tableau 3 présente les différentes caractéristiques de deux centres de pièges EL2 et EL3 étudiés respectivement par Mitonneau et Cherkaoui.

Caractéristique du centre de piège	EL2	EL3
Type	Accepteur	Accepteur
localisation	GaAs	InGaP
Energie d'activation (ev)	0.825	0.87
Section efficace de capture des électrons (cm ²)	1e ⁻¹³	1e ⁻¹⁹
Section efficace de capture des trous (cm ²)	1e ⁻¹⁸	1e ⁻¹⁴
Vitesse thermique des électrons (cm/s)	4.51e ⁷	3.54e ⁷
Vitesse thermique des trous (cm/s)	1.46e ⁷	1.65e ⁷

Tableau 3 : Les caractéristiques des deux centres de pièges EL2, EL3 dans le transistor InGaP/GaAs

Cherkaoui a montré par les études qu'il a réalisées sur le transistor bipolaire à hétérojonction InGaP/GaAs que l'origine des bruit GR provient principalement de la partie InGaP dans de la jonction Base-Emetteur et donc du centre de pièges accepteur EL3. Pour cela on va seulement prendre en compte dans les simulations le niveau de piège EL3 dans le but de valider les hypothèses émises par Cherkaoui vis à vis du bruit GR dans l'InGaP.

Nous avons rajouté un deuxième niveau de piège. Kim et Song [33] ont montré qu'il existait trois niveaux de pièges dans l'InGaP avec des valeurs d'énergie d'activation et des sections de capture indiquées dans le Tableau 4 .

nom	Energie d'activation (eV)	Section de capture (cm ²)
E _{T1}	0.267	3.93e ⁻¹⁵
E _{T2}	0.581	3.78e ⁻¹⁵
E _{T3}	0.622	9.39e ⁻¹⁷

Tableau 4 : Energie d'activation et section de capture de différents pièges

Les 2 derniers pièges ont des énergies d'activation proches du piège EL3 et donc nous avons rajouté un piège ET1 avec une énergie d'activation E_a de 0.26eV et une section de capture σ de 4e⁻¹⁵ cm².

II.3. Les simulations appliquées sur les composants InGaP/GaAs.

Les études et les simulations physiques qui ont été réalisées sur les TBH InGaP/GaAs par ABDEL HADI Khaled [19] ont facilité notre travail surtout au niveau de la construction de la structure de notre composant, du maillage et de l'intégration des paramètres physiques. Dans notre travail, nous nous sommes servis du modèle du TBH InGaP/GaAs qui a été simulé et nous avons appliqué certains changements de valeurs (température, tensions,...).

La structure simulée présente une symétrie, c'est pour cela que la moitié de la structure est simulée dans le but d'obtenir des résultats de simulation plus rapidement.

Afin d'avoir une simulation la plus proche possible de la réalité et de rester dans les mêmes conditions de mesures, les différents modèles et phénomènes physiques (température, recombinaison, émission des porteurs [34], discontinuité et rétrécissement des bandes d'énergie [35], mobilité [36], effets des forts dopages...) doivent être introduits dans la simulation.

La simulation numérique du bruit BF aux accès d'un composant se fait en deux parties :

- simulation du bruit GR assisté par piège en appliquant notre méthode,
- simulation numérique du bruit de diffusion,

L'utilisation du modèle phénoménologique de Hooge du bruit en $1/f$ [37] sert à représenter le bruit en $1/f$ qui n'est pas intégré dans le logiciel. Nous l'intégrerons lorsque nous comparerons ces simulations avec les mesures.

II.3.1. Simulation DC de TBH (caractéristiques I(V)).

Avant d'entreprendre la simulation numérique du bruit GR. Il est nécessaire de valider le comportement déterministe. La première étape durant la simulation physique du composant semi-conducteur est de visualiser le réseau I(V). Pour cela nous simulons la structure représentée Figure 44.

Comme la structure est symétrique par rapport à l'axe y, la simulation sur la moitié de structure a été effectuée. La structure est uniforme suivant z.

La structure étudiée est un mono-doigt de TBH InGaP/ GaAs de taille $1 \times 2 \times 30 \mu\text{m}^2$. La simulation a été effectuée en 2-D, avec le modèle de transport de dérive-diffusion en intégrant les pièges. Avant de procéder à la simulation du bruit de GR, la première étape consiste à calibrer le modèle de mobilité, le modèle GR et les paramètres de piégeage. La Figure 45 représente les résultats de la simulation de courant collecteur-émetteur en fonction de la tension collecteur-émetteur (I_{CE} - V_{CE}) pour différents courant de base. La simulation du réseau I(V) a été faite à température ambiante.

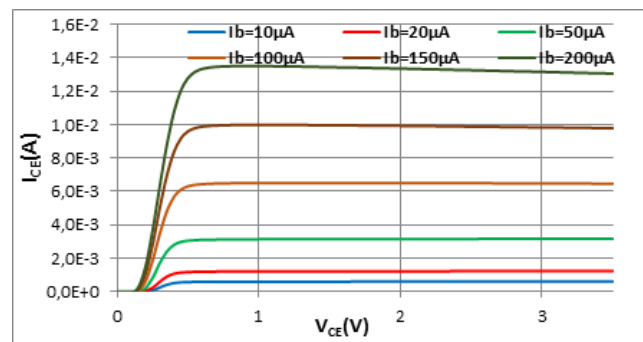


Figure 45 : Résultats de simulation du réseau $I_{CE}(V_{CE})$ du TBH InGaP/GaAs d'UMS.

II.3.2. Simulation physique du bruit BF “statique”

La possibilité offerte par les outils de simulation physiques de décrire précisément les composants électroniques permet d'accéder à des grandeurs inaccessibles afin d'identifier les localisations des pièges présents dans ces composants.

Afin de localiser les pièges principaux nous avons réalisé des simulations physiques complémentaires sur des varactors polarisés en inverse, construits sur la base de la jonction base collecteur des TBH, ainsi que sur les motifs de TLM.

II.3.2.1. Simulation physique de la jonction Base Emetteur

Afin d'identifier les origines locales du bruit dans ce type de transistor, nous allons étudier dans un premier temps l'hétérojonction émetteur-base. Pour cela on a effectué une simulation du bruit BF sur la jonction émetteur-base de transistor InGaP/GaAs en mettant en circuit-ouvert le contact collecteur et en polarisant la base [38]. Cette structure présente les mêmes propriétés que la structure présentée Figure 44 . Cette étude sera présentée sur le TBH InGaP/GaAs de dimensions $1 \times 2 \times 30 \mu\text{m}$. La coupe d'un seul doigt d'émetteur du transistor utilisé dans la simulation physique avec la polarisation est montrée Figure 46.

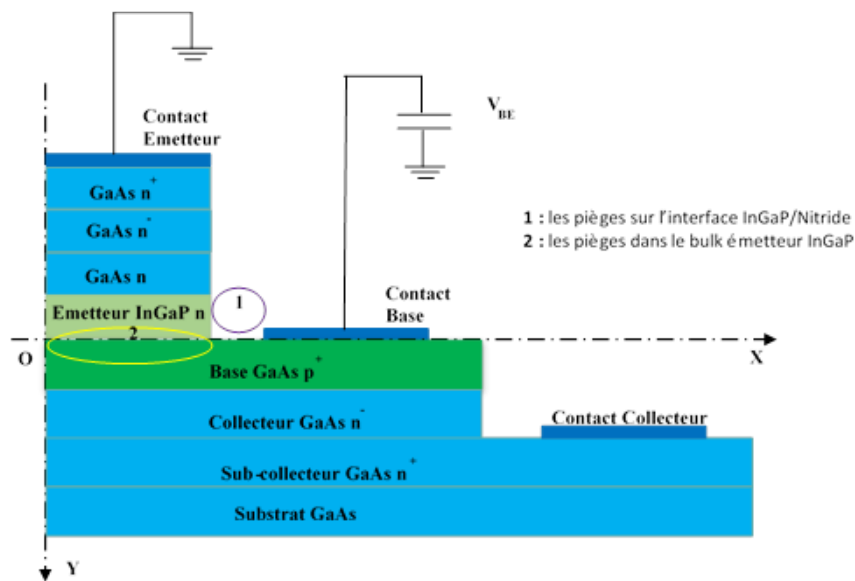


Figure 46 : Coupe d'un seul doigt de la jonction Base Emetteur du TBH InGaP/GaAs (HB20M) d'UMS utilisée dans la simulation physique de bruit BF.

Les pièges sont situés à l'interface entre la couche d'émetteur d'InGaP et la couche GaAs de la base conduisant au bruit GR et aux sources de bruit en $1/f$ à cause du courant du volume généré dans la jonction base émetteur . Les résultats de simulation de la densité spectrale de bruit BF en courant de la jonction base émetteur InGaP/GaAs $1 \times 2 \times 30 \mu\text{m}^2$ fourni par UMS pour différentes densités de courant (1, 2, 5, 10, 15,20 kA/cm^2) et à température ambiante sont montrés Figure 47 [19].

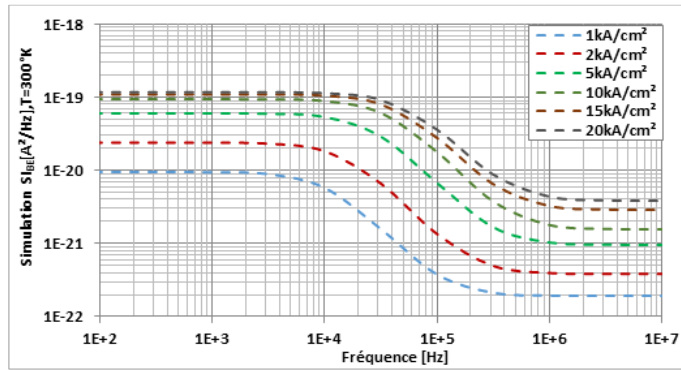


Figure 47 : Résultats de simulation du bruit BF pour différentes densités de courant et une température de 300°K

Au-delà de 1 MHz, le plateau correspond au bruit Shot. Nous avons effectué d'autres simulations avec cette hétérojonction sur un intervalle de température de 325°K à 375°K. Au préalable une simulation physique a été effectuée pour évaluer le courant de base I_b pour se placer aux mêmes densités de courant que les caractéristiques $I(V)$. La Figure 48 représente les résultats de simulations de la DSP de bruit BF à différentes températures (325°K, 350°K, 375°K) et à différentes densités des courants (1, 2, 5, 10, 15, 20 kA/cm²).

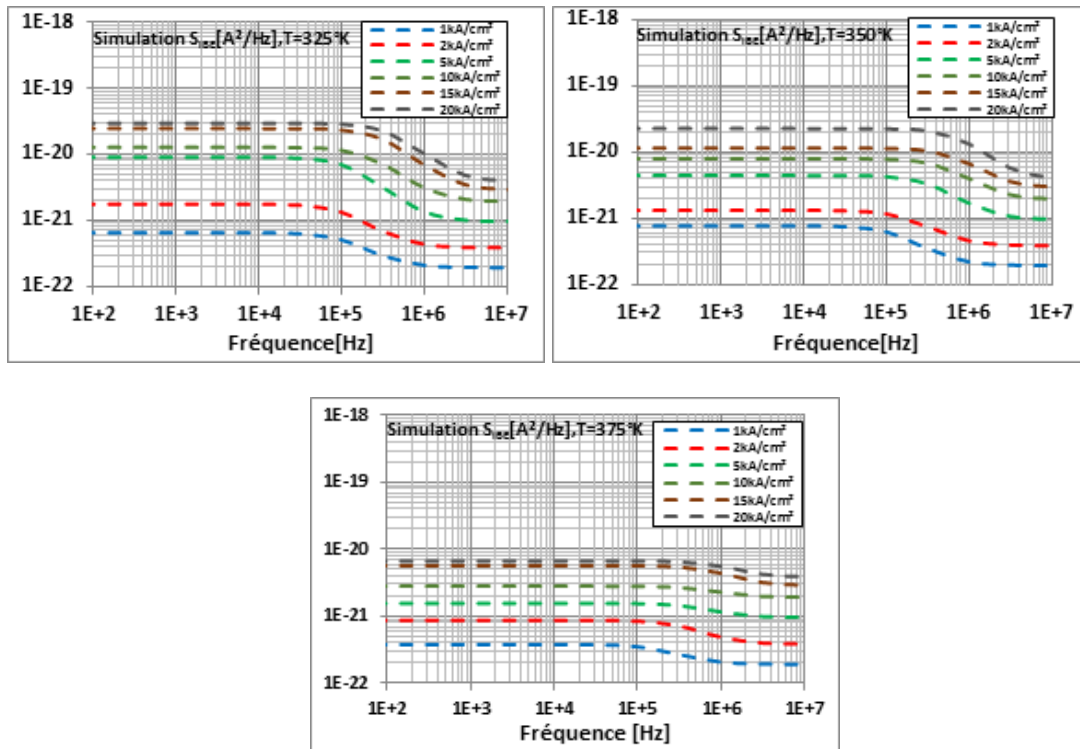


Figure 48 : Résultats de simulation physique du bruit BF à la sortie du transistor

D'après les différentes courbes résultantes de la simulation physique on peut distinguer deux types de bruit BF : le bruit de Génération Recombinaison sur la bande de fréquence entre 10KHz et 1MHz et sur la bande de fréquence [1MHz, 10MHz] nous avons le bruit de diffusion qui est indépendant de la température. Le bruit shot ($2qI$) calculé théoriquement est présenté dans le Tableau 5 pour différentes densités de courants.

Densités de courants de transistors InGaP/GaAs $1 \times 2 \times 30 \mu\text{m}^2$ [kA/cm ²].	Courant équivalent [mA].	Niveau de bruit de diffusion [A ² /Hz].
1	0.6	$1,92e^{-22}$
2	1.2	$3,84e^{-22}$
5	3	$9,60e^{-22}$
10	6	$1,92e^{-21}$
15	9	$2,88e^{-21}$
20	12	$3,84e^{-21}$

Tableau 5 : Résultats de calcul de bruit de diffusion

Ces valeurs obtenues sont en bonne concordance avec les résultats de simulation.

II.3.2.2. Simulation du bruit BF du transistor bipolaire à hétérojonction.

Dans cette section nous allons considérer la même structure que celle utilisée précédemment et effectuer une simulation physique de bruit BF aux deux accès simultanément. Le composant est polarisé à $V_{CE}=3V$ (Figure 49).

Les pièges sont situés :

- À l'interface entre la couche émetteur d'InGaP et la couche GaAs.
- À l'interface entre la couche d'émetteur d'InGaP et le nitrure.

Les simulations physiques de bruit BF sur le transistor TBH en fonctionnement normal, ont été effectuées à différentes densités de courant (1 kA/cm², 2 kA/cm², 5 kA/cm², 10 kA/cm², 15 kA/cm², 20 kA/cm²) et à différentes températures (300°k, 325°k, 350°k, 375°k).

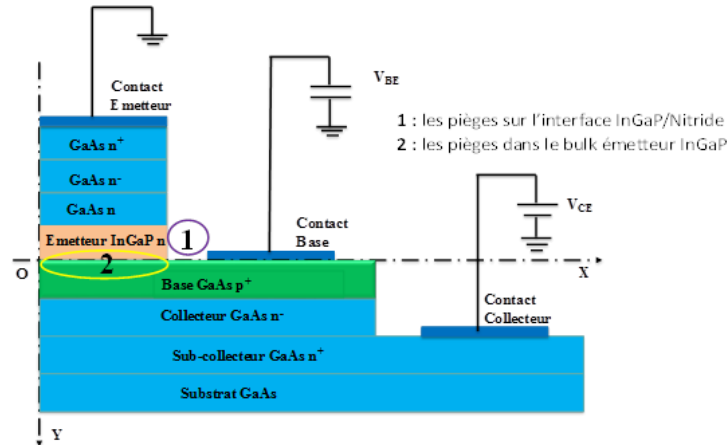


Figure 49 : Coupe d'un seul doigt du TBH InGaP/GaAs (HB20M) avec les polarisations.

Les résultats de simulation de la densité spectrale du bruit BF de courant en sortie $S_{i_{cc}}$ du transistor à différentes densités de courant (1, 2, 5, 10, 15, 20 kA/cm²), à différentes températures sont représentés Figure 50.

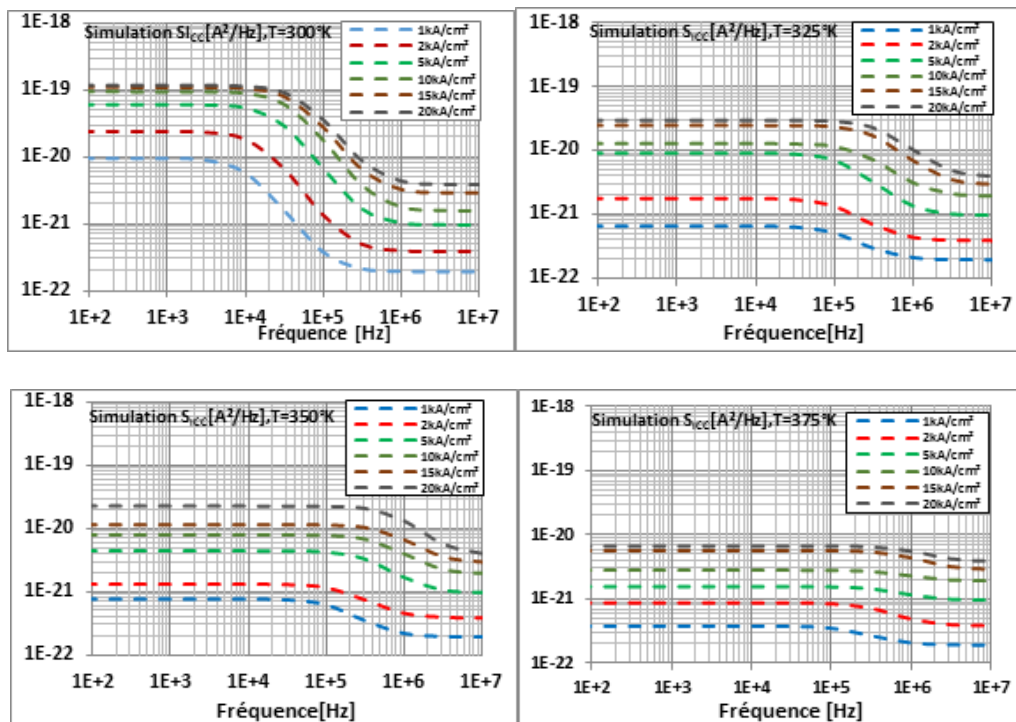


Figure 50 : Résultats de simulation physique du bruit BF en courant côté collecteur pour différentes densités de courant et différentes températures.

Ces résultats sont à comparer avec ceux obtenus à la Figure 48 et Figure 47. Nous pouvons remarquer que les résultats obtenus sont strictement identiques. La densité spectrale de bruit en courant de la jonction base émetteur en collecteur ouvert correspond bien à la densité spectrale de bruit en courant côté collecteur du TBH en fonctionnement normal, indiquant que le bruit est essentiellement généré dans la jonction base-émetteur du transistor. Nous verrons dans le dernier chapitre les mesures de bruit en collecteur ouvert et en fonctionnement normal effectuées sur ce même transistor.

Les résultats de simulation de la densité spectrale de bruit BF en courant coté base du transistor InGaP/GaAs $1 \times 2 \times 30 \mu\text{m}^2$ à différentes densités de courant (1 kA/cm^2 , 2 kA/cm^2 , 5 kA/cm^2 , 10 kA/cm^2 , 15 kA/cm^2 , 20 kA/cm^2) pour un V_{CE} de 3V et à température ambiante sont représentés Figure 51.

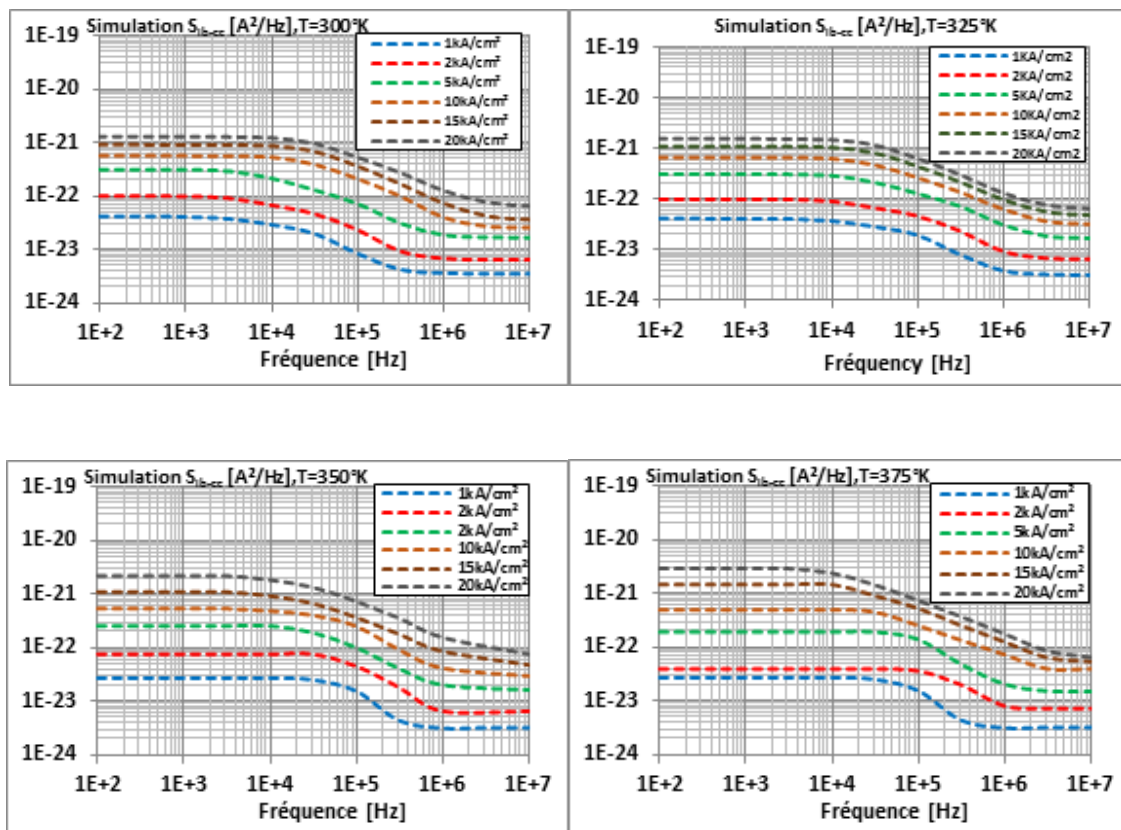


Figure 51 : Résultats de simulation physique du bruit BF à l'entrée du transistor InGaP/GaAs pour différentes densités de courant et à différentes températures.

D'après les différents résultats de simulation physique de la densité spectrale de bruit en courant pour les différentes densités de courant et à différentes températures (Figure 51), nous pouvons distinguer deux types de bruit BF :

- Bruit de Génération Recombinaison compris dans la bande de fréquence [50KHz, 1MHz].
- Bruit shot sur la bande de fréquence [1 MHz, 10 MHz] indépendant des températures.

Le bruit shot ($2qI$) calculé théoriquement est présenté Tableau 6 pour différentes densités de courant.

Densités de courants du transistor InGaP/GaAs $1 \times 2 \times 30 \mu\text{m}^2$ [kA/cm ²].	Courant équivalent de base [μA].	Niveau de bruit de diffusion [A ² /Hz].
1	10	$3,2e^{-24}$
2	20	$6,4e^{-24}$
5	50	$1,60e^{-23}$
10	100	$3,2e^{-23}$
15	150	$4,8e^{-23}$
20	200	$6,4e^{-23}$

Tableau 6 : Résultats de calcul du bruit de diffusion

Ces résultats sont en bon accord avec ceux obtenus en simulation.

II.3.2.3. Simulation de la jonction Base Collecteur (Varactor)

Une simulation du bruit BF a été réalisée sur le varactor construit sur la base de la jonction Base Collecteur du transistor InGaP/GaAs (Figure 52). Cette figure montre la structure simulée ainsi que la concentration de dopage de chaque matériau et le type de dopage. Les deux principales couches semi-conducteurs sont la couche de base (épaisseur = 10 nm, concentration de dopage ($N_A = 4 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$) et la couche collecteur (épaisseur

=500 nm, concentration de dopage ($N_D = 5.10^{18} \text{ cm}^{-3}$). Le but de cette simulation est de visualiser le niveau de la DSP de bruit dans cette jonction.

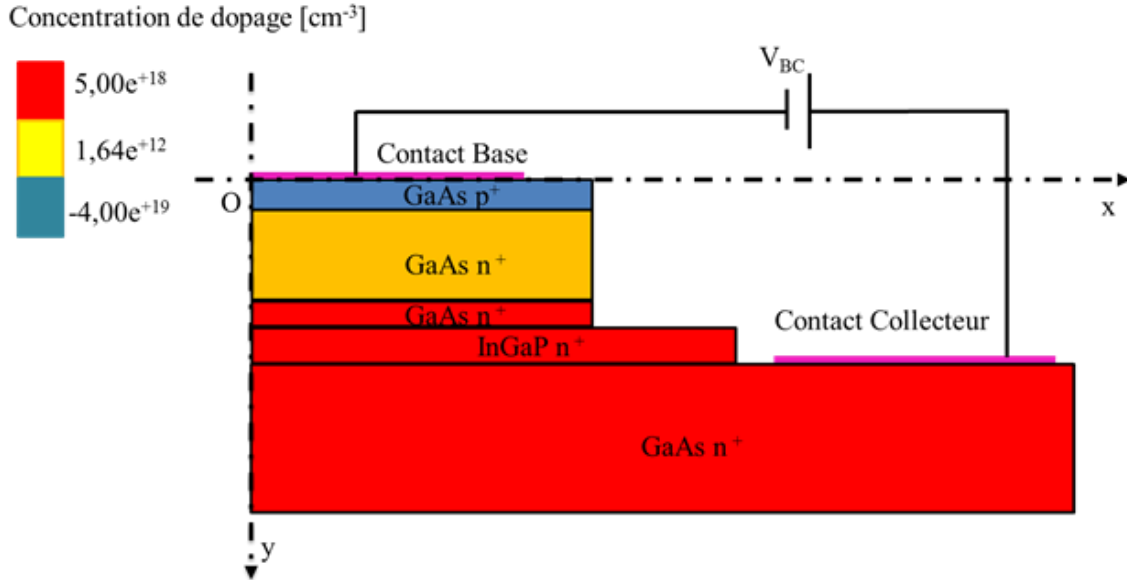


Figure 52 : Coupe 2D de la jonction Base Collecteur du TBH InGaP/GaAs (HB20M) d'UMS utilisée dans la simulation physique de bruit BF.

Cette simulation a été faite pour différents points de polarisation et pour différentes températures 300°K, 325°K, 350°K, 375°K. Les résultats de cette simulation sont donnés Figure 53.

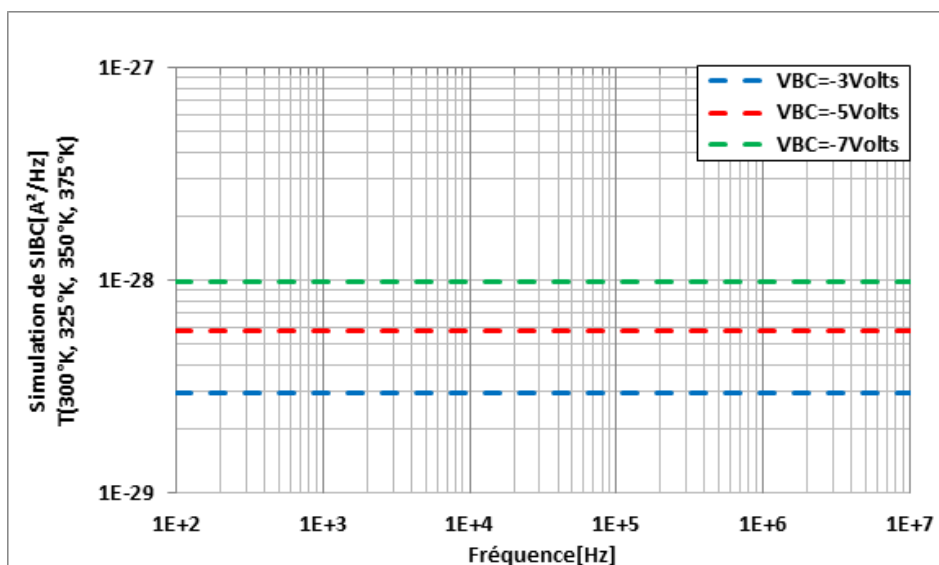


Figure 53 : Densité de puissance du bruit BF en courant pour différents points de polarisations et températures.

Nous pouvons remarquer que le niveau de bruit obtenu (Figure 53) est négligeable comparé au résultat obtenu précédemment (Figure 48, Figure 50), et que la densité spectrale de bruit en courant pour les quatre températures se superposent, ceci pour chaque point de polarisation, dans la bande de fréquence comprise entre 1kHz et 10MHz. Les résultats de bruit simulation correspondent à ceux du bruit shot ($2qI$) calculés théoriquement et donnés dans le Tableau 7.

Tension de polarisation V_{BC} [V]	Courant associées [nA]	Niveau de bruit de diffusion calculée [A^2/Hz]	Niveau de bruit de diffusion de la simulation [A^2/Hz]
-7	0.310	$9.92e^{-29}$	$9.9e^{-29}$
-5	0.181	$5.75e^{-29}$	$5.7e^{-29}$
-3	0.092	$2.95e^{-29}$	$2.9e^{-29}$

Tableau 7 : Résultats de calcul du bruit de diffusion

II.3.2.4. Simulation de la résistance de Base du transistor InGaP/GaAs.

Une simulation physique a été effectuée sur la résistance de la base du transistor InGaP/GaAs fabriqué par la fonderie UMS. La Figure 54 représente la structure TLM constituant la résistance de base simulée de valeur $R=13.75$ ohms, ainsi que la concentration et le type de dopage $N_A = -4.10^{19} \text{ cm}^{-3}$. Cette couche a une épaisseur de 10 nm. Afin d'analyser la contribution possible de la résistance de base R_b sur le bruit BF, le TLM de base a été simulé en présence de défauts EL2 [32]. Le but de cette simulation est de visualiser le niveau de la DSP de bruit dans cette jonction.

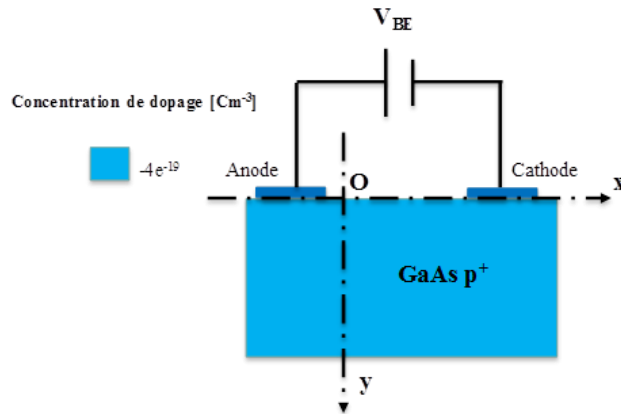


Figure 54 : Coupe de la résistance de base utilisée dans la simulation physique de bruit BF.

Cette simulation a été faite pour différentes densités de courant appliquées et à différentes températures 300°K, 325°K, 350°K, 375°K. Les résultats de cette simulation sont donnés Figure 55.

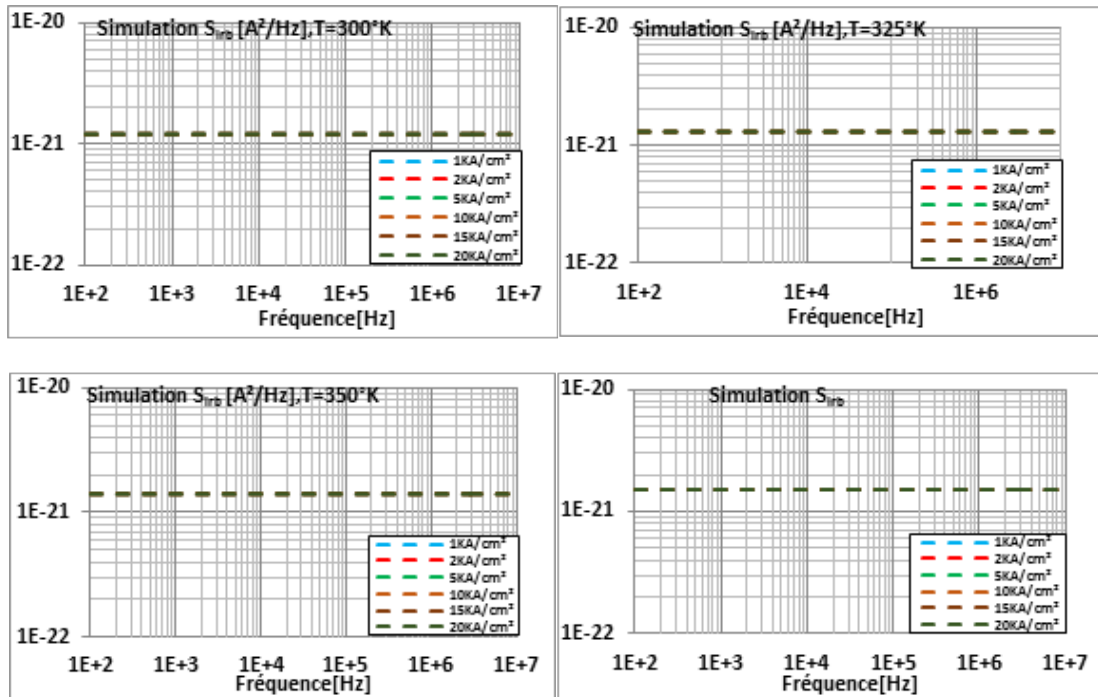


Figure 55 : Résultats des simulations physiques du bruit BF de la résistance de Base du transistor InGaP/GaAs pour différentes densités des courants et différentes températures.

Les résultats de la simulation correspondent bien au bruit thermique du composant. Dans le Tableau 8 est présentée la valeur théorique de la densité spectrale du courant de bruit thermique pour les quatre températures étudiées. Nous remarquons un très bon accord entre les valeurs simulées et calculées.

Température [°K]	Niveau de bruit de thermique calculé [A ² /Hz]	Niveau de bruit de thermique simulé [A ² /Hz]
300	1,2e ⁻²¹	1,17e ⁻²¹
325	1,3e ⁻²¹	1,32e ⁻²¹
350	1,4e ⁻²¹	1,45e ⁻²¹
375	1,5e ⁻²¹	1,53e ⁻²¹

Tableau 8 : Résultats de calcul de simulation du bruit thermique

Conclusion

Nous avons décrit dans ce chapitre la méthode de simulation physique qui a été développée au sein de notre laboratoire [19]. Cette méthode est précise et générale pour la simulation du bruit GR assisté par piège dans les composants semi-conducteurs.

Nous avons abouti à la première simulation physique de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor bipolaire à hétérojonction en technologie InGaP/GaAs à différentes températures et densités de courants. De même, nous avons effectué la simulation physique de l'hétérojonction base-émetteur des TBH en technologie InGaP/GaAs, de la jonction base collecteur (Varactor) et du TLM pour différentes températures et pour différentes densités de courant.

Pour l'analyse du bruit BF, nous avons utilisé d'une part le centre accepteur EL3 obtenu par l'étude expérimentale réalisée par Cherkaoui [31] sur des hétérojonctions InGaP/GaAs et d'autre part le centre EL2 donné par Mitonneau [32].

Dans le dernier chapitre, nous présenterons une comparaison complète de ces résultats de simulations et ceux obtenus en mesure pour le transistor TBH.

III. Résultats des mesures et de simulation numérique de bruit basse fréquence différents composants semi-conducteurs et des oscillateurs à transfert de spin

Introduction

Dans le dernier chapitre de cette thèse, nous montrerons les résultats des mesures de bruit basse fréquence appliqué en entrée et en sortie du transistor InGaP/GaAs et des mesures sur les différentes jonctions. Nous comparerons les différents résultats des mesures à différentes densités de courants et plusieurs températures avec les résultats de simulation physique de la structure du transistor InGaP/GaAs et des jonctions. Ces simulations et ces mesures seront effectuées dans les mêmes conditions.

Nous tracerons les courbes d'Arrhenius grâce aux mesures de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor à différentes températures, après détermination des fréquences de coupures du bruit GR assisté par pièges. Nous extrairons l'énergie d'activation et la section de capture de piège à l'entrée et à la sortie du transistor.

Nous présenterons ensuite le modèle électrique du TBH développé au sein du laboratoire Xlim en technologie InGaP/GaAs constitué de deux principales sources de bruit.

Dans la dernière partie, quelques mesures réalisées sur des HEMT AlGaIn/GaN, des FET LDMOS et sur les oscillateurs à transfert de spin seront montrées, dans le but de vérifier et valider le fonctionnement du banc de mesure de bruit BF sur différents dispositifs et à des niveaux de polarisation élevés.

III.1. Mesure et modélisation électrique du transistor TBH

Dans la conception de sources de fréquences microondes, la prévision du bruit de phase est une étape cruciale pour évaluer la qualité du circuit. Le bruit de phase étant dû au bruit BF qui module la porteuse microonde, il était indispensable de pouvoir modéliser les sources de bruit BF dans les composants semi-conducteurs. Pour cela un modèle original de TBH incluant deux sources locales de bruit a été développé au laboratoire [38].

L'objectif de cette thèse n'est pas de reprendre les explications détaillées de l'élaboration de ce modèle mais de l'utiliser pour le transistor mesuré.

III.1.1. Rappel sur les sources de bruit dans les transistors

En se basant sur la représentation du modèle de bruit dans les quadripôles, le modèle de bruit pour le transistor bruyant est représenté comme un transistor sans bruit avec deux sources équivalentes de bruit en courant de court-circuit (δI_{ecc} , δI_{scc}), aux accès extrinsèques [14] (Figure 56)

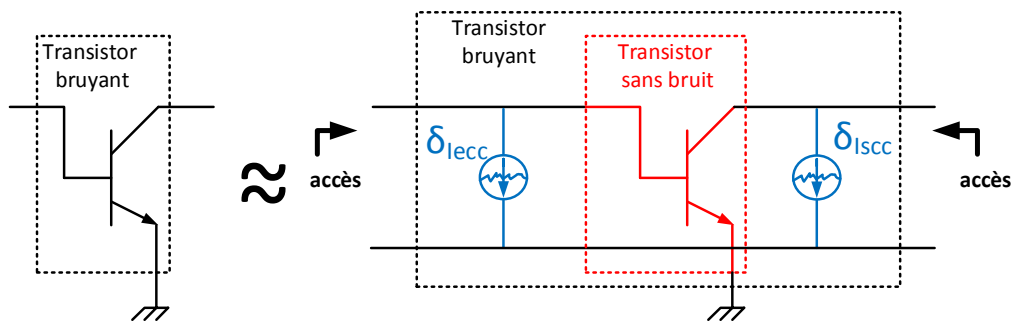


Figure 56 : Représentation du transistor bruité avec ses sources de courant aux accès

Grâce à cette topologie, on peut mesurer directement le bruit aux accès du transistor. À partir de ces mesures, nous avons développé un modèle électrique du transistor incluant les sources de bruit BF [38].

III.1.2. Modèle non-linéaire Ebers et Moll du TBH avec ses sources de bruit BF

Il est nécessaire de se rappeler du premier modèle non linéaire du TBH qui est le modèle d'EBERS et MOLL [39] avant d'expliquer le modèle développé au sein du laboratoire Xlim.

Ce premier modèle électrique non linéaire est directement extrait à partir de la structure physique du transistor bipolaire. Il représente physiquement le transistor et il va donc nous servir à localiser les sources de bruit locales internes.

Il a été créé en 1954 par Ebers et Moll [39]. Il est connu aussi sous le nom de modèle de diodes couplées résultant de la superposition de deux modes de fonctionnement : direct (forward : F) et inverse (reverse : R). C'est le modèle le plus simple, car il représente le fonctionnement du transistor bipolaire sous forme de deux sources de courant : l'une est placée entre la base et l'émetteur et l'autre entre la base et le collecteur, en parallèle avec deux diodes. La diode D_e représente la jonction BE et la diode D_c la jonction BC. La Figure 57 représente le schéma électrique intrinsèque du modèle d'Ebers et Moll.

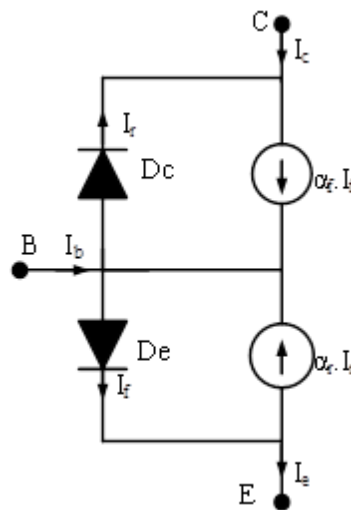


Figure 57 : Modèle électrique d'Ebers et Moll

Les quatre paramètres qui décrivent le modèle d'Ebers et Moll sont α_r , α_f , I_{SE} , I_{SC} avec :

α_r, α_f : les gains en courant statique en mode de fonctionnement, inverse et direct, respectivement;

I_{SE}, I_{SC} : les courants de saturation inverses des diodes D_e et D_c , respectivement.

Les courants I_f et I_r sont calculés grâce aux équations (III-1) et (III-2) :

$$I_f = I_{SE} \left[e^{\left(\frac{V_{BE}}{N_f V_T} \right)} - 1 \right] \quad (\text{III- 1})$$

$$I_r = I_{SC} \left[e^{\left(\frac{V_{BC}}{N_r V_T} \right)} - 1 \right] \quad (\text{III- 2})$$

N_r, N_f sont les coefficients idéaux des diodes en direct et en inverse, respectivement.

Ce modèle non linéaire est purement BF compte tenu de l'absence d'éléments réactifs linéaires ou non linéaires. En revanche, il va nous servir de base pour inclure les sources de bruit BF cyclostationnaires [38].

Compte tenu que ces sources sont de faibles amplitudes, nous allons les insérer dans le modèle linéaire obtenu à partir du modèle non linéaire (Figure 57).

Donc les diodes D_c et D_e (figure 57) sont représentées respectivement par R_{bc} et R_{be} . Le schéma linéarisé du modèle non linéaire de la figure 57 sera celui de la Figure 58 auquel nous avons rajouté les résistances d'accès extrinsèques R_B, R_C et R_E .

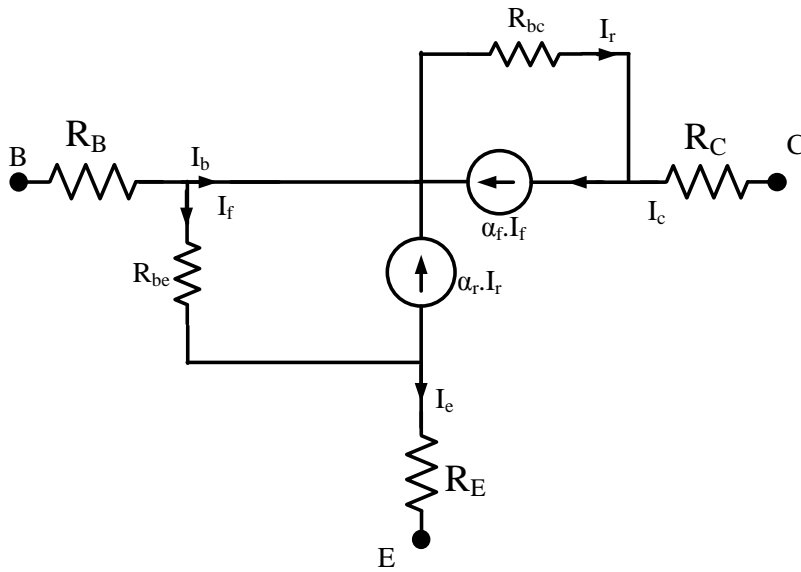


Figure 58 : Modèle électrique linéaire BF quasi statique

En régime actif, la jonction base-collecteur est polarisée en inverse, ce qui se traduit par un courant I_r (I_{BC}) négligeable, donc la source de courant $\alpha_r \cdot I_r$ et la résistance R_{bc} sont enlevées. Le courant direct I_f sera équivalent au courant d'émetteur I_e ($I_f \approx I_e$).

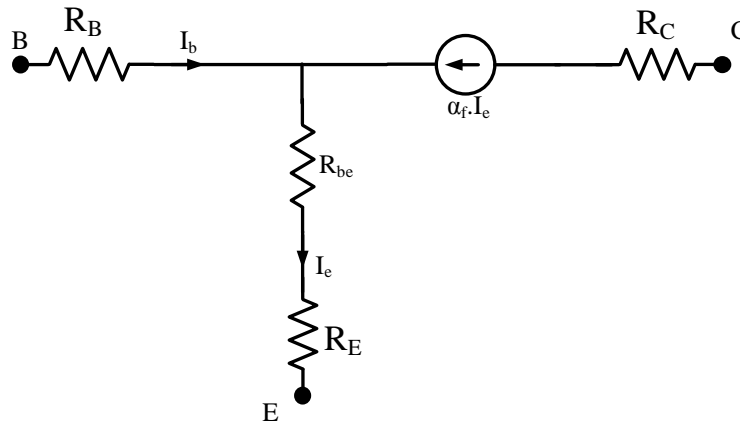


Figure 59 : Modèle électrique linéaire BF simplifié quasi statique

La Figure 60 représente le modèle linéaire du transistor avec les sources de bruit proposées.

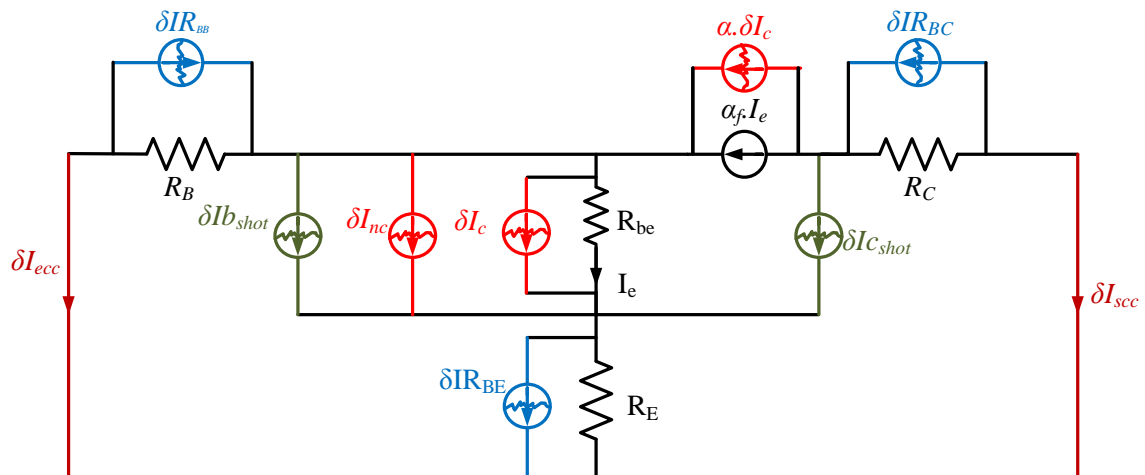


Figure 60 : Modèle électrique du transistor avec ses sources de bruit

$\delta I_{R_{BB}}$, $\delta I_{R_{BC}}$ et $\delta I_{R_{BE}}$ représentent les sources de bruit thermique aux accès des résistances d'accès dont les densités spectrales de bruit en courant et en tension sont représentées par les équations (I.16, I.17), avec R représentant respectivement les résistances d'accès extrinsèques R_B , R_C et R_E .

δI_{shot} et δI_{shot} représentent les sources de bruit shot dont les densités de courants sont représentées dans l'équation (I.18) avec I représentant respectivement I_b et I_c .

δI_c représente les sources de bruit en 1/f et G-R. Ce bruit est généré dans le volume de la jonction Base-Emetteur par l'effet de la source commandée αI_c , c'est pour ça qu'il est connu sous le nom de source de bruit commandée.

δI_{nc} représente aussi les sources de bruit en 1/f et G-R. Ce bruit est généré à l'interface de la jonction base-émetteur, il est associé au courant de fuite généré par la diode base-émetteur.

Les courants δI_{scc} et δI_{ecc} sont les courants de bruit de court-circuit dus aux différentes sources précédentes et qui sont mesurées.

Nous pouvons alors extraire les densités spectrales (DS) des sources internes $S\delta i_c$ et $S\delta i_{nc}$ des équations (III-3) et (III-4) en fonction des DS des sources de Norton $S\delta I_{ecc}$ et

$S\delta I_{scc}$, des DS des sources de bruit shot $S\delta I_{c_{shot}}$ et $S\delta I_{b_{shot}}$. Les DS des sources de bruit thermique $S\delta I_{R_{BE}}$, $S\delta I_{R_{BC}}$ et $S\delta I_{R_{BB}}$ sont négligées dans les équations.

R_{BE} est la résistance dynamique équivalente de la jonction base-émetteur.

$\beta = \frac{\alpha_f}{1 - \alpha_f}$ représente le gain en courant.

$$\begin{aligned}
 S_{ic} = & - \frac{((R_E + R_{BE})(\beta + 1) + R_B)(R_E + R_B)^2}{R_{BE}^2 [R_{BE}(\beta + 1) + R_E(\beta - 1) - R_B]} S_{I_{ecc}} \\
 & + \frac{((R_E + R_{BE})(\beta + 1) + R_B)(R_{BE}(\beta + 1) + R_E\beta)^2}{\beta^2 R_{BE}^2 [R_{BE}(\beta + 1) + R_E(\beta - 1) - R_B]} S_{I_{scc}} \quad (A^2/Hz) \quad (III-3) \\
 & - \frac{(\beta + 1)((R_E + R_{BE})R_{BE}(\beta + 1)^2 + 2\beta R_E(R_E + R_B) + R_B R_{BE}(\beta + 1))}{\beta^2 R_{BE}^2 [R_{BE}(\beta + 1) + R_E(\beta - 1) - R_B]} S_{I_{c_{shot}}}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 S_{inc} = & \frac{(R_E + R_{BE})(\beta + 1) + R_B}{R_{BE}((\beta + 1) + R_E(\beta - 1) - R_B)} S_{I_{ecc}} \\
 & - \frac{(R_E + R_{BE})(\beta + 1) + R_B}{\beta^2 [R_{BE}((\beta + 1) + R_E(\beta - 1) - R_B)]} S_{I_{scc}} \quad (A^2/Hz) \quad (III-4) \\
 & + \frac{R_E(1 - \beta) + R_{BE}(\beta + 1) + R_B}{\beta^2 [R_{BE}((\beta + 1) + R_E(\beta - 1) - R_B)]} S_{I_{c_{shot}}} \\
 & - S_{I_{b_{shot}}}
 \end{aligned}$$

A partir du modèle linéaire BF et des mesures aux accès, nous avons donc pu extraire des sources de bruit BF localisées dans la jonction base émetteur (bruit en surface et en volume).

Dans l'utilisation pour la conception d'oscillateurs ces sources sont rajoutées au modèle non linéaire en "II" plus classiquement utilisé et montré Figure 61.

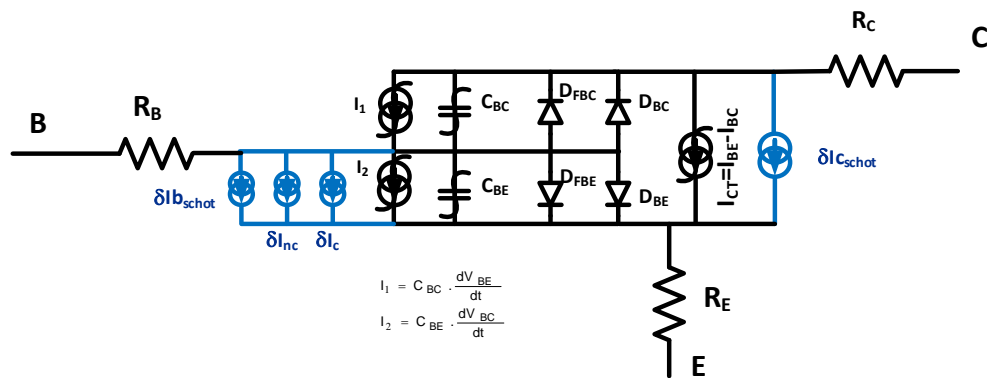


Figure 61 :Le modèle non linéaire de TBH avec les principales sources de bruit

III.1.3. Mesures et simulations DC I(V) du transistor InGaP/GaAs.

Comme pour la simulation physique, la première étape de mesure des composants semi-conducteurs est la caractérisation statique. Dans ce but, nous avons caractérisé le réseau I(V) de notre composant sous test (InGaP/GaAs 1x2x30µm²) de la fonderie UMS grâce au banc de mesure statique pour différentes températures. Plusieurs comparaisons entre les résultats de mesure et les résultats de simulation physique ont été effectuées. La Figure 62 montre un exemple de comparaison entre la mesure et la simulation d'un réseau I(V) à température ambiante(T=300°K).

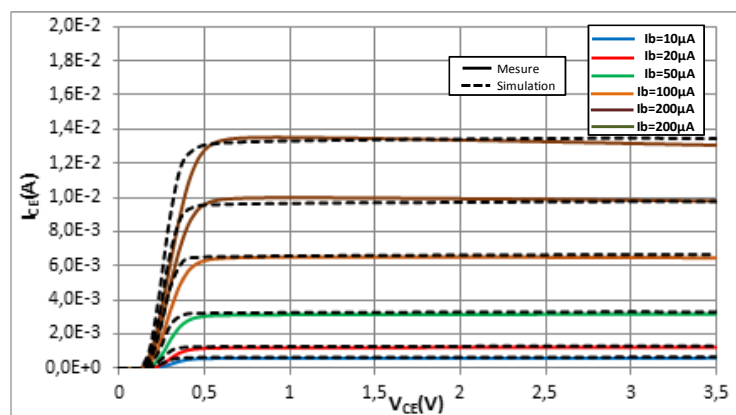


Figure 62 : Comparaison entre la mesure et la simulation du réseau $I_{CE}(V_{CE})$ pour le TBH InGaP/GaAs 1x2x30µm² d'UMS.

Le résultat de la comparaison montre une bonne concordance entre les résultats de simulation et de mesure des courants de collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur ($I_{CE}-V_{CE}$) pour différentes valeurs de courant de base I_b et à température ambiante. Pour les autres températures 325°K, 350°K, 375°K, les résultats sont aussi en bonne concordance. Ce résultat valide dans un premier temps la simulation physique déterministe.

III.1.4. Mesures de l'impédance du transistor InGaP/GaAs.

Les différents résultats de mesure des impédances de sortie pour les températures (300°K, 325°K, 350°K, 375°K) et densités de courants (1kA/cm², 2kA/cm², 5kA/cm², 10kA/cm², 15kA/cm², 20kA/cm²), permettant d'extraire l'impédance de sortie du transistor InGaP/GaAs pour les différentes densités de courant et températures (Figure 63).

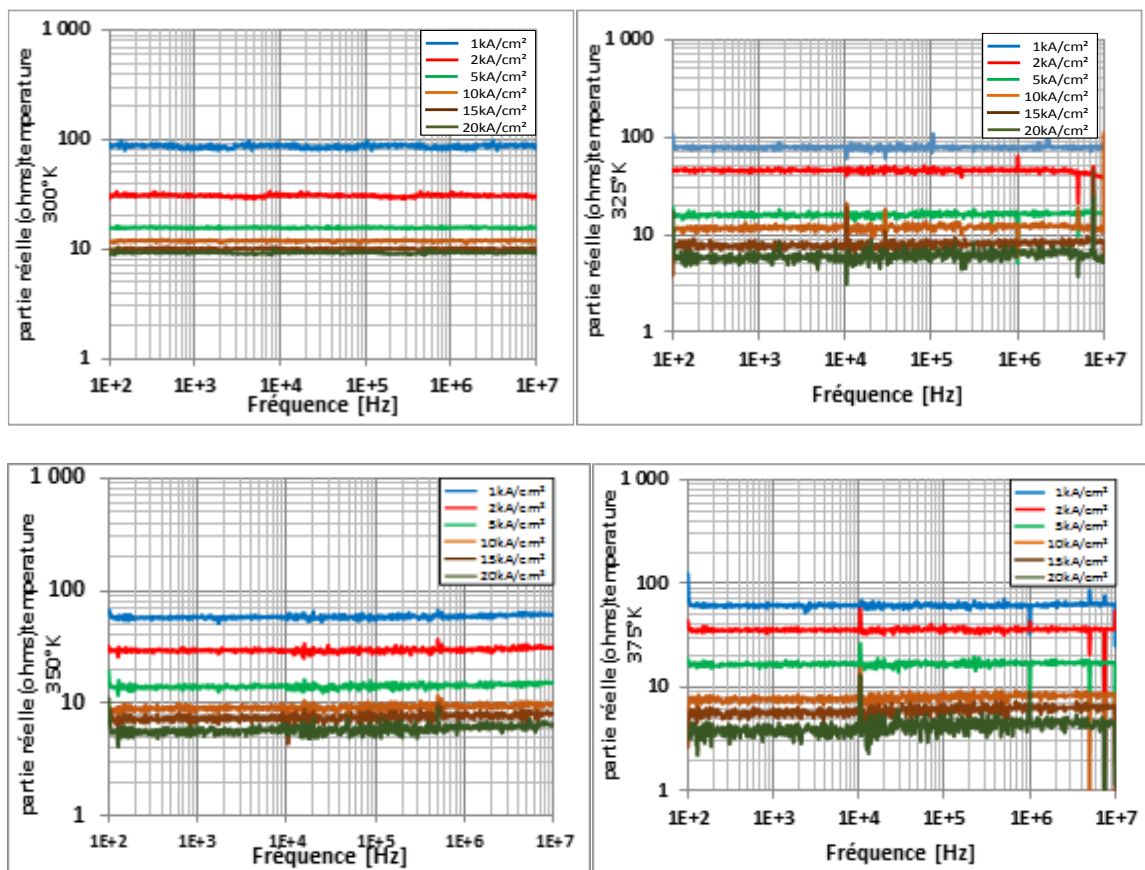


Figure 63 : Résultats des mesures de la partie réelle de l'impédance du transistor InGaP/GaAs pour différentes densités de courant et à différentes températures.

D'après les résultats de mesure des impédances pour les différentes températures, nous remarquons qu'en gardant la même densité de courant et en augmentant la température, la partie réelle de l'impédance diminue, ceci est due à l'augmentation de la conductance G_d du transistor avec la température.

III.1.5. Mesures et simulations des DSP de bruit du transistor InGaP/GaAs.

Nous avons réalisé des mesures BF sur les deux accès du transistor InGaP/GaAs. Nous avons mesuré la densité spectrale de bruit en courant à l'entrée du transistor en court-circuitant la sortie en BF. Les résultats des mesures du transistor InGaP/GaAs $1 \times 2 \times 30 \mu\text{m}^2$ pour différentes températures (300°K , 325°K , 350°K , 375°K) et différentes densités de courant ($1\text{kA}/\text{cm}^2$, $2\text{kA}/\text{cm}^2$, $5\text{kA}/\text{cm}^2$, $10\text{kA}/\text{cm}^2$, $15\text{kA}/\text{cm}^2$, $20\text{kA}/\text{cm}^2$) sont superposées avec les résultats de simulation qui sont présentés sur la Figure 64.

Comme nous l'avons dit dans le chapitre précédent, les simulations du bruit GR assisté par pièges et de diffusion ont été complétées par un modèle phénoménologique de bruit en $1/f$ dont l'équation est donnée (III- 5).

$$S_i(f) = \frac{KI^\alpha}{f^\nu} \text{ (A}^2/\text{Hz)} \quad \text{(III- 5)}$$

Ainsi tous les résultats de comparaison incluent ce modèle.

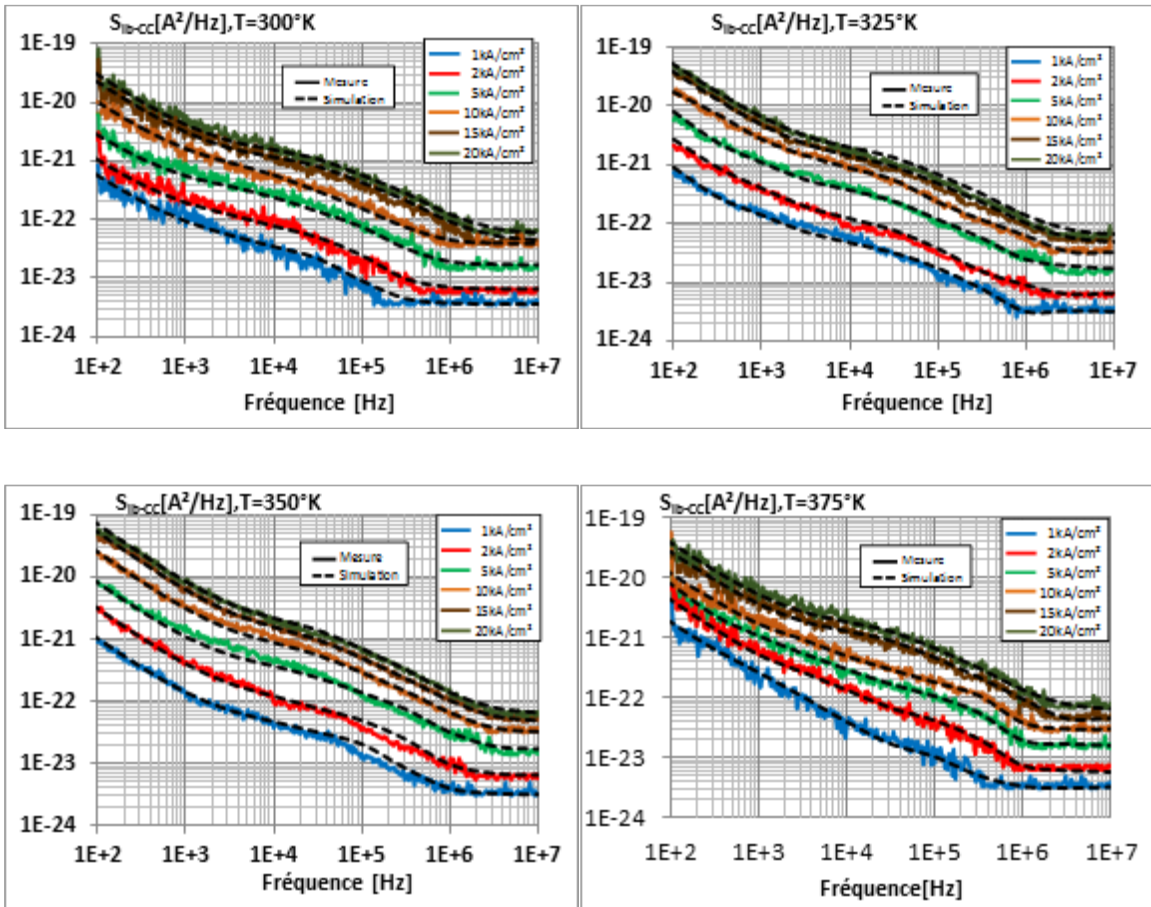


Figure 64 : Résultats de comparaison mesure, simulation de la DSP de bruit en courant à l'entrée du transistor InGaP/GaAs pour différentes densités de courant et à différentes températures.

Les résultats des mesures de la densité spectrale de bruit en courant à la sortie du transistor InGaP/GaAs $1 \times 2 \times 30 \mu\text{m}^2$ obtenus en court-circuitant l'accès AC de l'entrée du transistor pour différentes températures (300°K, 325°K, 350°K, 375°K) et différentes densités de courant (1kA/cm², 2kA/cm², 5kA/cm², 10kA/cm², 15kA/cm², 20kA/cm²) sont superposés avec les résultats de simulation (Figure 65).

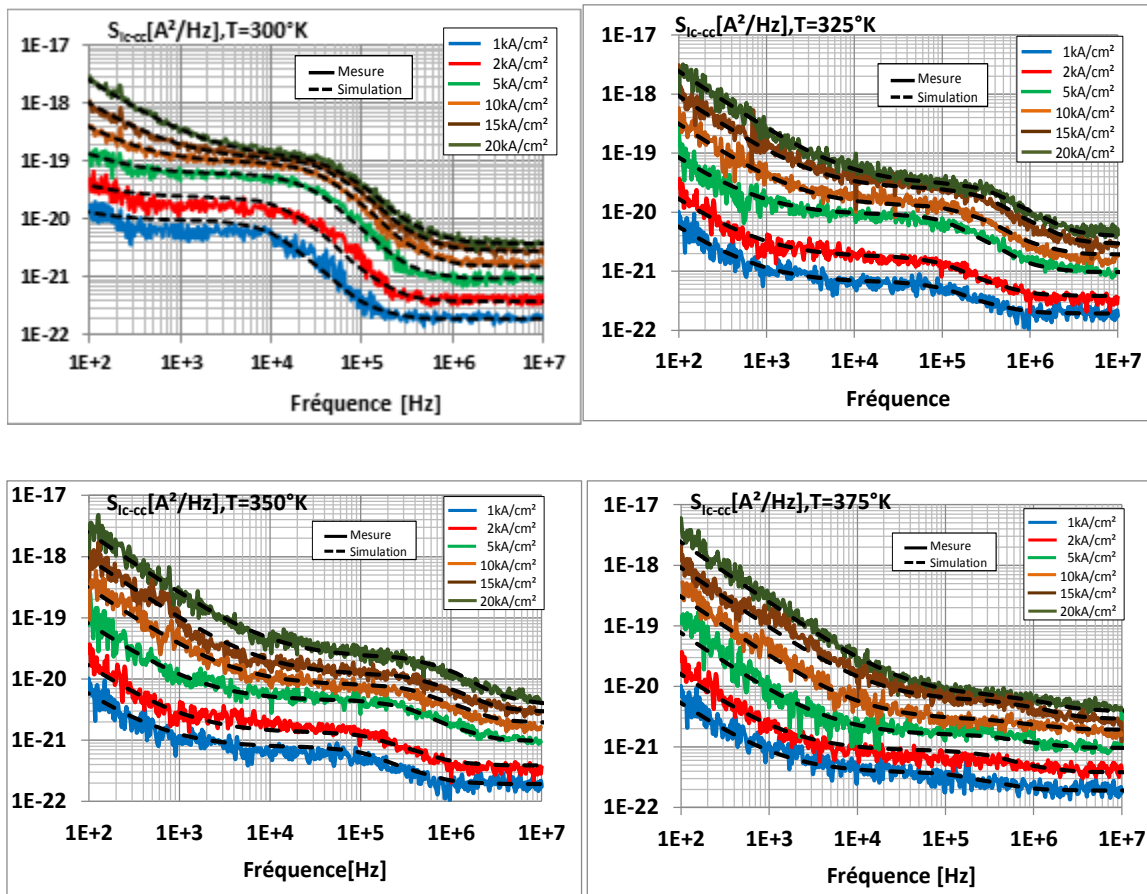


Figure 65 : Résultats de comparaison des mesures et des simulations de la DSP de bruit en courant à la sortie du transistor InGaP/GaAs pour différentes densités de courant et à différentes températures.

La comparaison que nous avons réalisée sur les résultats de mesure et la simulation de la DSP de bruit en courant en sortie et en entrée montre que les différentes courbes se superposent validant aussi les résultats de la simulation physique.

III.1.6. Extraction des sources de bruit non commandée et commandée du transistor InGaP/GaAs.

La dernière partie de ce travail va consister à extraire les sources de bruit locales internes du transistor à partir de ces mesures. Ensuite nous tracerons les courbes d'Arrhenius de ces sources locales et comparerons leurs énergies d'activation et sections

efficaces de capture avec celles introduites dans la simulation physique, pour les pièges au niveau de l'interface et dans le volume (figure 50).

Ce travail a été réalisé pour 3 densités de courant : (2 kA/cm², 10 kA/cm², 20 kA/cm²). La procédure est la suivante :

- Les valeurs de R_E, R_B, R_{BE}, et β sont extraites du modèle non linéaire développé par ailleurs au laboratoire (Tableau 9)

	R _E (ohms)	R _B (ohms)	R _{BE} (ohms)	β
Valeur	3.45	4.8	2.38	60

Tableau 9 : Valeurs des différentes résistances du transistor

- Les sources S_{inc} et S_{ic} sont calculées avec les équations III-3, III-4 en prenant en compte le bruit shot des courants de base et de collecteur (Tableau 10)

Densités de courant de TBH (kA/cm ²)	Courant de collecteur (mA)	Bruit shot de collecteur (A ² /Hz)	Courant de base (μA)	Bruit shot de base (A ² /Hz)
2	1,2	3,84e ⁻²²	20	6,40e ⁻²⁴
10	6	1.92e ⁻²¹	100	3.2e ⁻²³
20	12	3.84e ⁻²¹	200	6.4e ⁻²³

Tableau 10 : Valeurs du bruit shot de collecteur et de base calculés

- Pour chaque source S_{inc} et S_{ic} nous avons tracé les courbes d'Arrhenius et extraits les énergies d'activation et les sections de capture.

Les courbes de la Figure 66 et Figure 67 donnent respectivement les DS des sources de bruit internes S_{inc} et S_{ic} pour les trois densités des courants (2 kA/cm², 10 kA/cm², 20kA/cm²) et pour chaque température (300°K, 325°K, 350°K, 375°K).

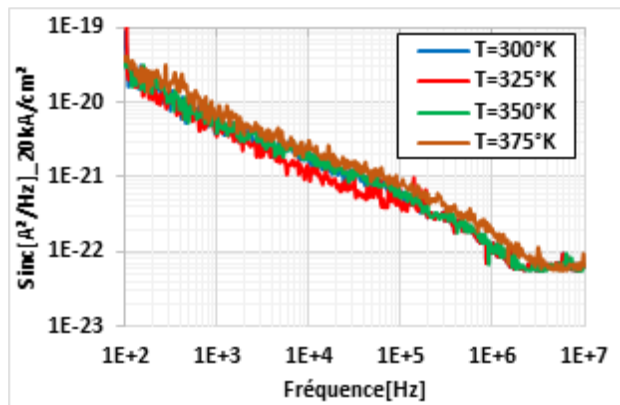
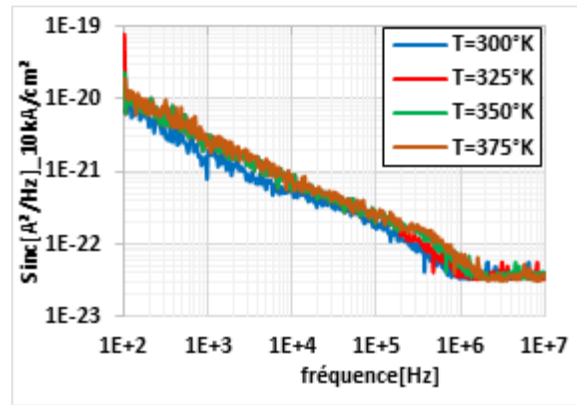
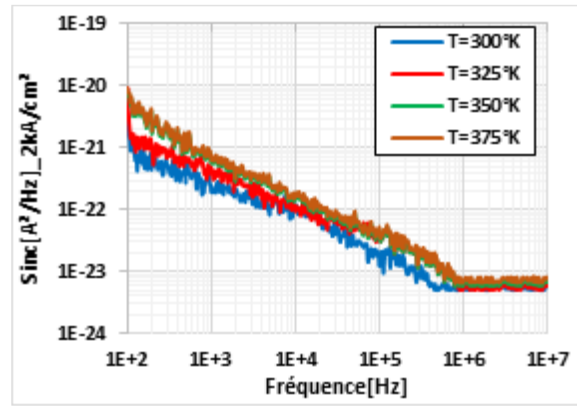


Figure 66 : DS de la source de bruit interne non commandée Sinc pour différentes densités de courants et températures

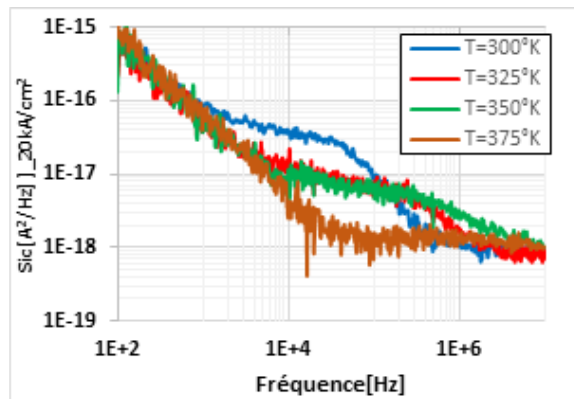
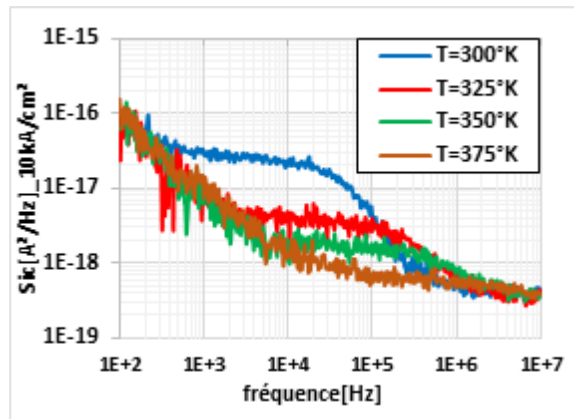
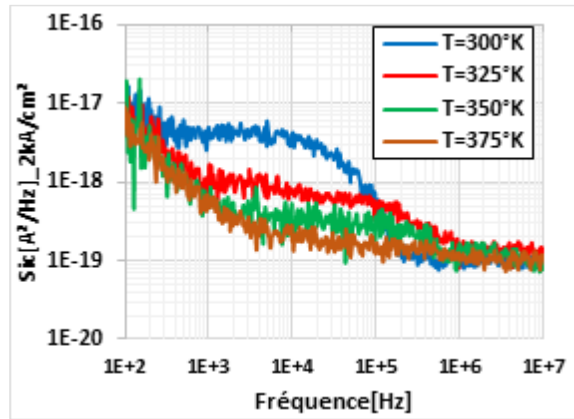


Figure 67 : DS de la source de bruit interne commandée S_{ik} pour différentes densités de courants et températures.

Pour chaque courbe des Figure 66 et Figure 67 , nous avons modélisé le bruit en $1/f$ et le bruit shot ($2qI/ I=I_b$ ou I_c). Chaque courbe de la Figure 68 représente le bruit en $1/f$ et shot modélisé pour la source de bruit interne non commandée et chaque courbe de la Figure 69 représentent le bruit en $1/f$ et shot modélisé pour la source de bruit interne commandée.

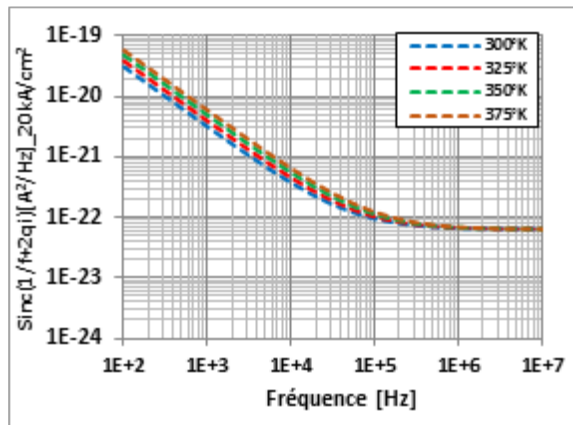
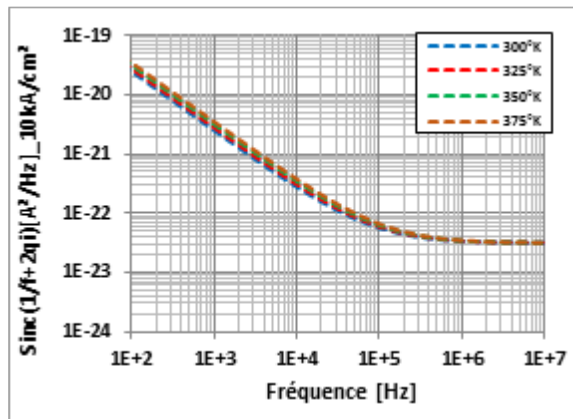
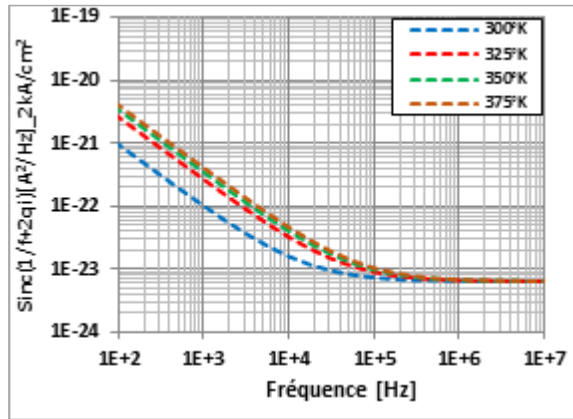


Figure 68 : Les DS de bruit en $1/f$ et shot modélisées pour la source de bruit non commandée.

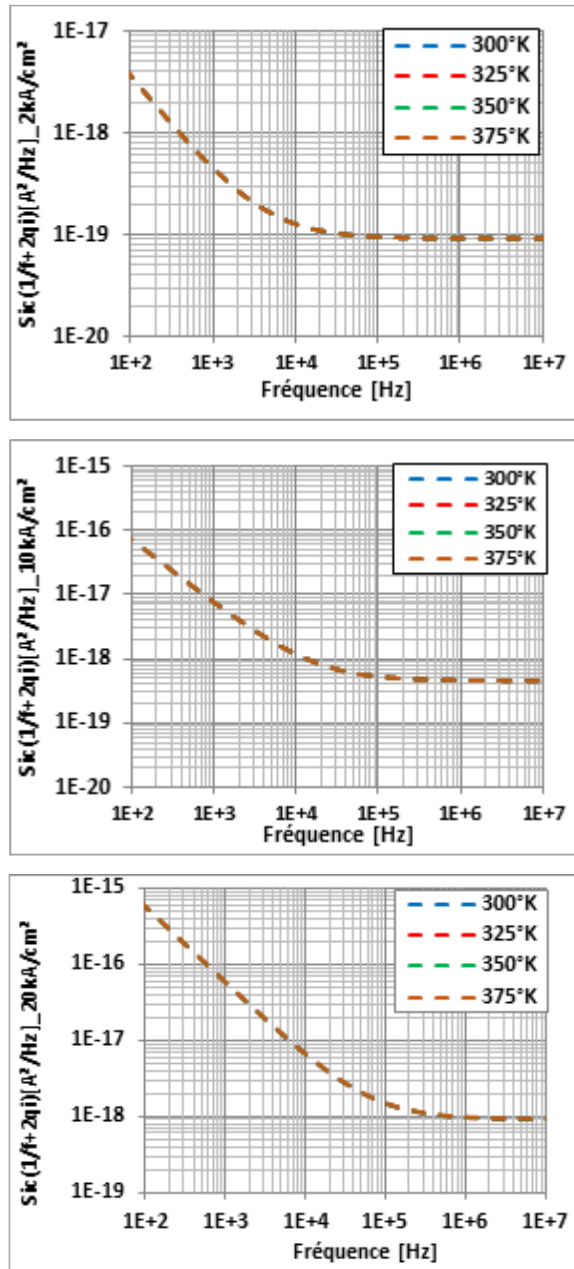


Figure 69 : Les DS de bruit en $1/f$ et shot modélisées pour la source de bruit commandée.

Ensuite nous avons soustrait aux courbes de la Figure 66 et de la Figure 67 les DS de bruit en $1/f$ et shot présentées Figure 68 et Figure 69 de façon à faire apparaître seulement le bruit GR assisté par piège. La courbe de la Figure 70 représente le bruit GR de la source interne non commandée S_{inc_GR} et les courbes de la Figure 71 représentent le bruit GR de la source interne commandée S_{ic_GR} pour les trois densités de courants

(2kA/cm², 10kA/cm², 20kA/cm²) et pour différentes températures (300°K, 325°K, 350°K, 375°K).

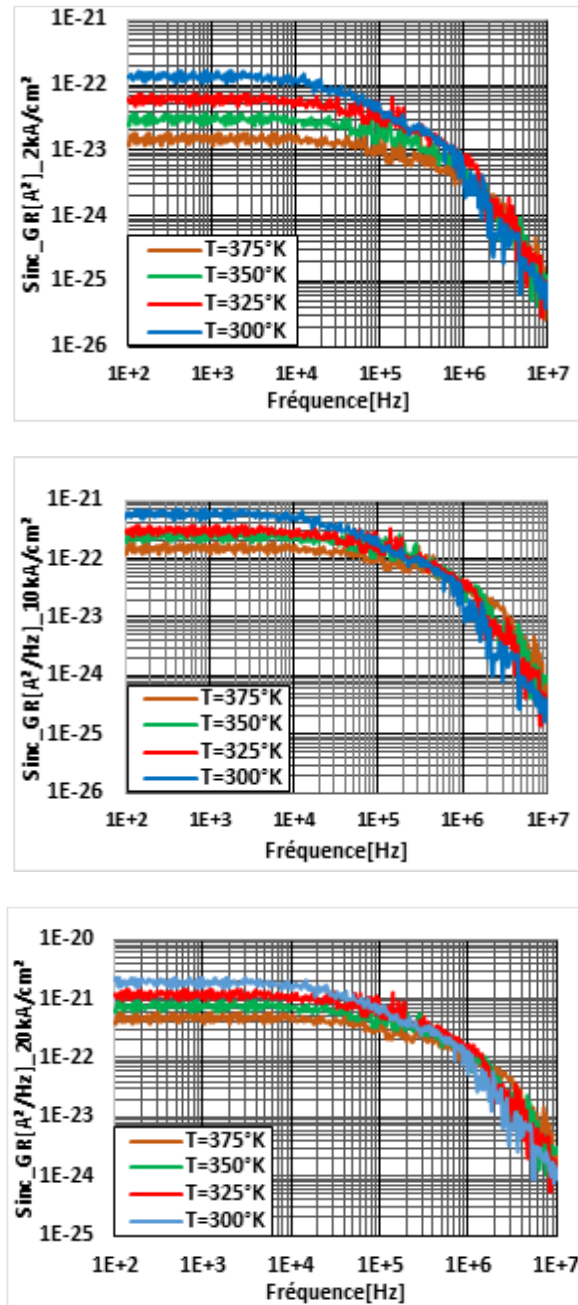


Figure 70 : La DS de bruit GR pour la source de bruit non commandée.

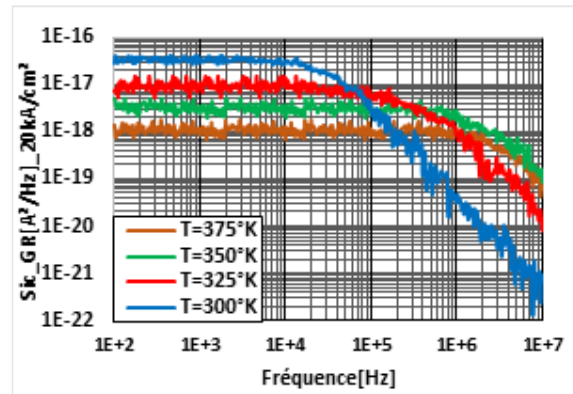
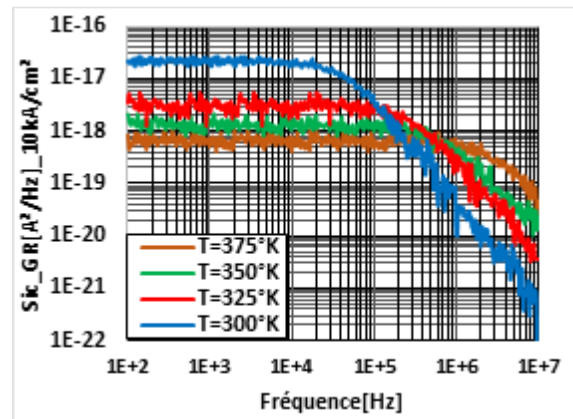
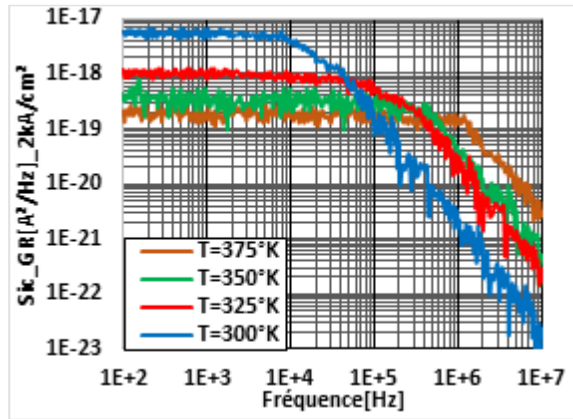


Figure 71 : La DS de bruit GR pour la source de bruit commandée.

III.1.7. Extraction de l'énergie d'activation et de la section de capture des pièges pour le transistor InGaP/GaAs.

En se basant sur les mesures de la DSP en courant des sources de bruit locales internes commandée et non commandée du transistor InGaP/GaAs, nous présentons une méthode pour l'extraction de l'énergie d'activation des pièges grâce à la fréquence de coupure des pièges générant le bruit de Génération-Recombinaison.

Pour déterminer les fréquences de coupure des DS de bruit, nous multiplions chaque courbe de la Figure 70 et de la Figure 71 par la fréquence. Le maximum de la courbe correspond à la fréquence de coupure des pièges respectivement de la source non commandée Figure 66 et de la source commandée Figure 67.

Les courbes des Figure 72 et Figure 73 ont différents maxima qui correspondent aux fréquences de coupure du bruit GR assisté par pièges. On remarque que lorsque la température augmente, la position des maxima est décalée vers les fréquences hautes en raison de la dépendance thermique du bruit GR.

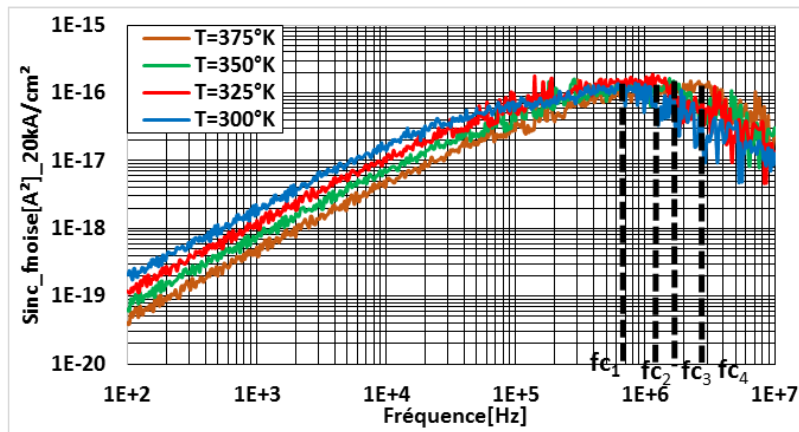
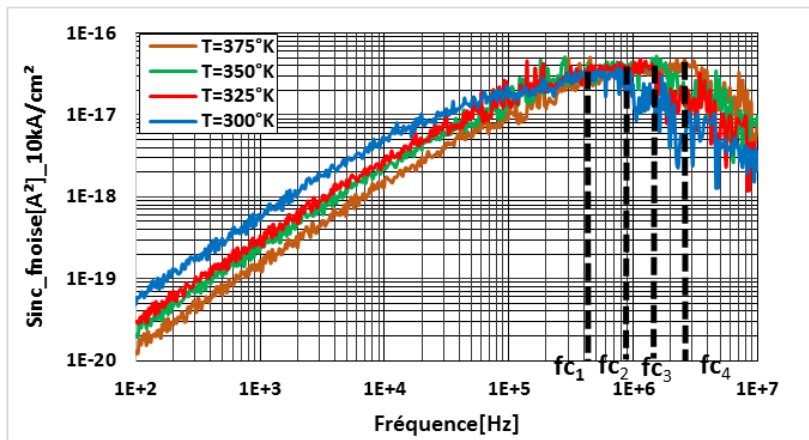
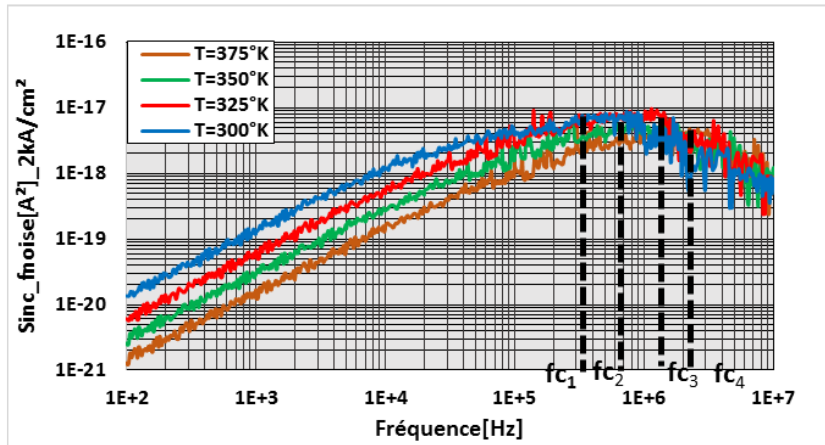


Figure 72 : Fréquence de coupure de la source locale de bruit non commandée du transistor InGaP/GaAs en fonction de la température et des différentes densités de courant.

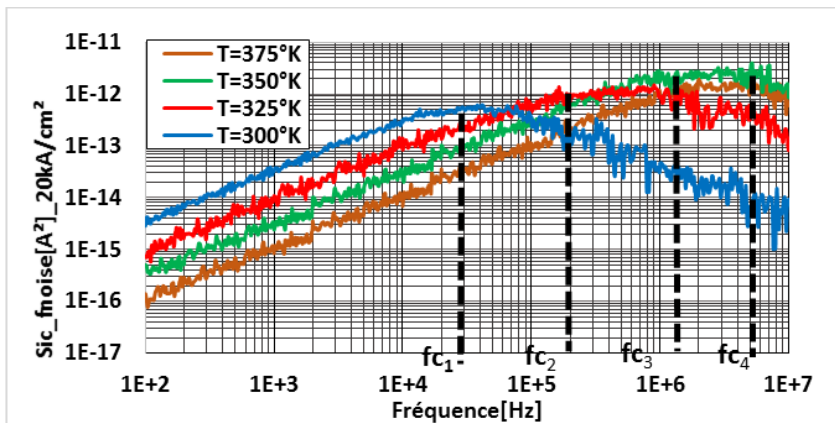
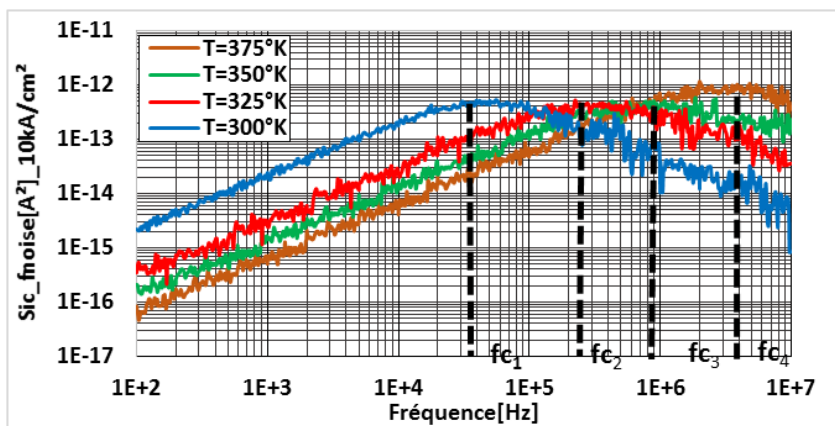
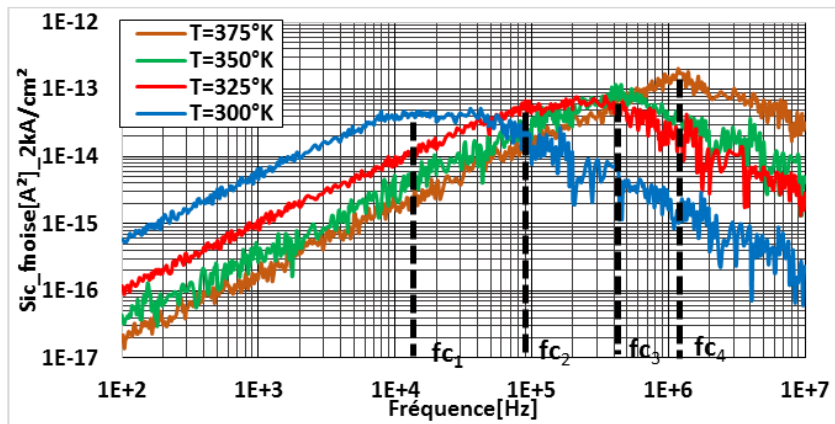


Figure 73 : Variation de la fréquence de coupure de la source locale de bruit commandée du transistor InGaP/GaAs en fonction de la température et des différentes densités de courant.

Les différentes valeurs des fréquences de coupure des pièges (f_{c1} , f_{c2} , f_{c3} , f_{c4}) à différentes température pour les trois densités de courants de la source de bruit commandée du transistor InGaP/GaAs sont représentées dans le Tableau 11.

Fréquence de coupure Densité de courant (kA/cm ²)	f_{c1} (kHz)	f_{c2} (kHz)	f_{c3} (MHz)	f_{c4} (MHz)
2	310	650	1.5	2.1
10	410	580	1.7	2.46
20	650	1300	1.9	2.86

Tableau 11 : Différentes valeurs des fréquences de coupure des pièges de la source commandée du transistor InGaP/GaAs à différentes températures

Les différentes valeurs de fréquence de coupure des pièges (f_{c1} , f_{c2} , f_{c3} , f_{c4}) à différentes température pour les trois densités de courants de la source de bruit commandée du transistor InGaP/GaAs sont représentées dans le Tableau 12.

Fréquence de coupure Densité de courant (kA/cm ²)	f_{c1} (kHz)	f_{c2} (kHz)	f_{c3} (MHz)	f_{c4} (MHz)
2	13	90	0.422	1.2
10	35	210	0.85	3.9
20	48	350	1.45	5.02

Tableau 12 : Les différentes valeurs des fréquences de coupure des pièges de la source non commandée du transistor InGaP/GaAs à différentes températures.

Les fréquences de coupure associées aux composantes GR des sources de bruit interne en fonction de la température nous permettent de déterminer l'énergie d'activation (E_a) ainsi que la section de capture transversale σ en utilisant l'équation d'Arrhénius III- 6 :

$$f_c = \frac{1}{\tau} = \Gamma \cdot \sigma \cdot T^2 \cdot e^{\frac{-E_a}{k \cdot T}} \quad (\text{III- 6})$$

D'où

$$T^2 \tau = \frac{1}{\Gamma \cdot \sigma} \cdot e^{\frac{E_a}{k \cdot T}} \quad (\text{III-7})$$

Et finalement

$$\ln(T^2 \tau) = -\ln(\Gamma \cdot \sigma) + \frac{E_a}{K \cdot T} \quad (\text{III-8})$$

Où f_c est la fréquence de coupure du bruit, τ la constante de temps, K la constante de Boltzmann, T la température et Γ est une grandeur indépendante de la température.

En traçant l'expression (III-8) en fonction de $1/KT$, E_a apparait comme la pente et l'ordonnée à l'origine nous permet de termine σ .

Nous avons tracé la courbe d'Arrhenius c'est-à-dire $\ln(T^2 \cdot \tau)$ en fonction de $1/kT$ en électron-volt pour la source de bruit non commandée du transistor InGaP/GaAs, pour les densités des courants 2 kA/cm², 10 kA/cm², 20 kA/cm² (Figure 74).

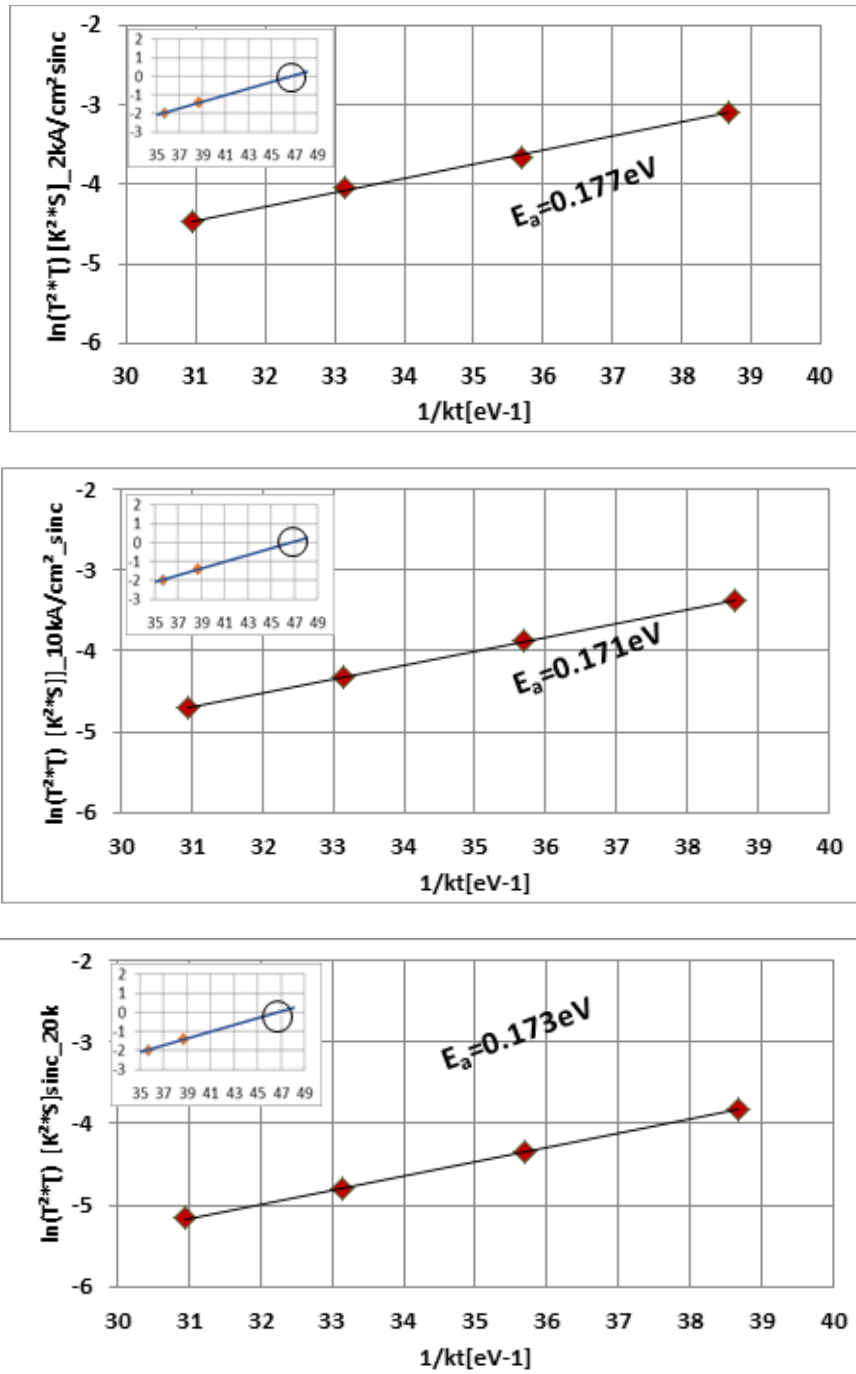


Figure 74 : Courbe d'Arrhenius liée à l'interface InGaP/Nitruure.

La pente de la droite de la courbe d'Arrhenius représente l'énergie d'activation $E_a=0.171\text{eV}$ et la section de capture σ des pièges est calculée par l'intersection de la droite

avec l'axe des abscisses, ce qui nous donne une section σ de $3 \cdot 10^{-20} \text{cm}^2$ pour les différentes densités de courant (2kA/cm^2 , 10kA/cm^2 , 20kA/cm^2).

Cette méthode a été appliquée sur la DSP de bruit en courant pour les autres densités de courants (1kA/cm^2 , 5kA/cm^2 , 15kA/cm^2) à différentes températures. Les valeurs de l'énergie d'activation et de la section de capture sont identiques à celle trouvées pour les autres densités des courants. Le Tableau 13 présente les différentes valeurs de l'énergie d'activation et de section de capture à différentes densités de courants de centre de piège ET1 dans le transistor InGaP/GaAs.

Densité de courant [kA/Cm ²]	Energie d'activation [eV]	Section de capture [cm ²]
1	0.175	$3e^{-20}$
2	0.177	$3e^{-20}$
5	0.173	$3e^{-20}$
10	0.171	$3e^{-20}$
15	0.178	$3e^{-20}$
20	0.173	$3e^{-20}$

Tableau 13 : Différentes valeurs de l'énergie d'activation et de section de capture calculée

De même, on a appliqué la formule d'Arrhenius (III-6) aux différentes fréquences de coupure des pièges représentées dans le Tableau 12. Nous avons tracé la courbe d'Arrhenius pour les densités des courants 2kA/cm^2 , 10kA/cm^2 , 20kA/cm^2 (Figure 75).

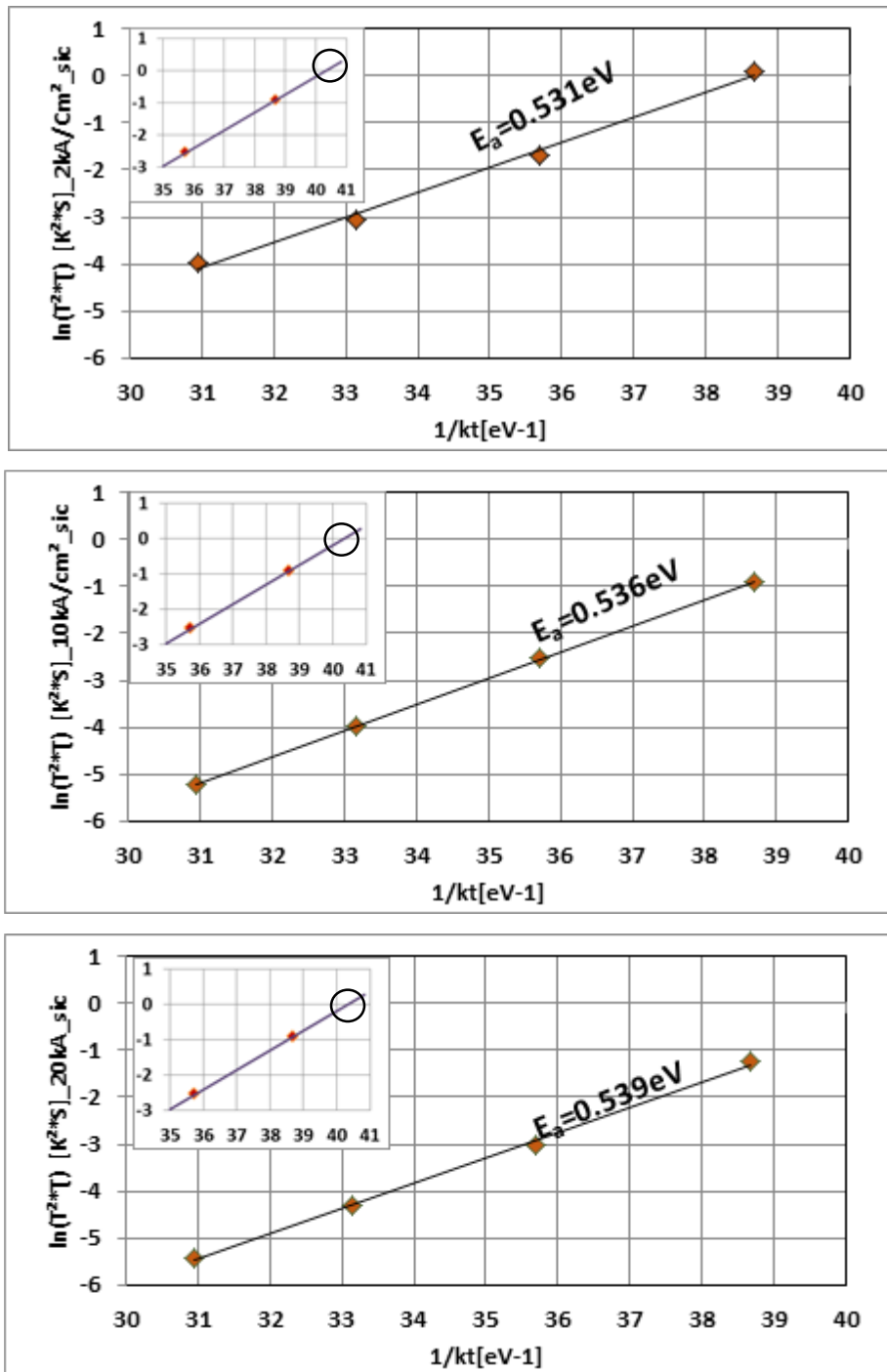


Figure 75 : Courbe d'Arrhenius liée au volume de la couche de l'émetteur InGaP

Pour cette source la valeur moyenne $E_a=0.535\text{eV}$ et la section de capture σ vaut 2.10^{-13}cm^2 , pour les différentes densités des courants ($2\text{kA}/\text{cm}^2$, $10\text{kA}/\text{cm}^2$, $20\text{kA}/\text{cm}^2$) avec une erreur de $\pm 5\%$.

Cette méthode a été appliquée sur la DSP de bruit en courant pour d'autres densités de courants (1kA/cm², 5kA/cm², 15kA/cm²) à différentes températures. Avec des résultats identiques pour E_a et σ. Le Tableau 14 présente les différentes valeurs de l'énergie d'activation et de section de capture à différentes densités de courants de centre de piège EL3 dans le transistor InGaP/GaAs.

Densité de courant [kA/Cm ²]	Energie d'activation [eV]	Section de capture [cm ²]
1	0.538	2e ⁻¹³
2	0.531	2e ⁻¹³
5	0.535	2e ⁻¹³
10	0.538	2e ⁻¹³
15	0.538	2e ⁻¹³
20	0.539	2e ⁻¹³

Tableau 14 : Différentes valeurs de l'énergie d'activation et de section de capture calculée

Rappelons que les énergies d'activation des pièges utilisées dans la simulation physique ont été prises égales à :

- pour le centre de pièges ET1, l'énergie d'activation E_a=0.17eV
- pour le centre de pièges EL3, l'énergie d'activation E_a=0.54eV

Et les sections de capture

- pour le centre de pièges ET1, la section de capture σ=1e⁻¹⁹cm²
- pour le centre de pièges EL3, la section de capture σ=1e⁻¹³cm²

Les valeurs extraites des mesures sont donc les mêmes.

En conclusion, ces résultats confortent les données utilisées dans la simulation physique ainsi que le modèle électrique qui avait déjà été validé par ailleurs [40] [41] en

comparant le bruit de phase simulé et mesuré des oscillateurs. C'est la première fois à notre connaissance qu'un tel travail est mené sur un transistor TBH.

III.2. Mesures et simulations appliquées aux différentes jonctions des transistors InGaP/GaAs.

Le but est de valider les résultats de simulations physiques faites sur les différentes jonctions séparées de ce transistor InGaP/GaAs (chapitre 2). Pour cela, nous avons réalisé plusieurs mesures sur les jonctions qui constituent ce transistor InGaP/GaAs de taille $1 \times 2 \times 30 \mu\text{m}^2$: la résistance de base, la jonction base émetteur et la jonction base collecteur. Toutes ces mesures ont été réalisées dans les mêmes conditions de température et de densités de courant de polarisation dans le but de comparer les différents résultats et valider les résultats de simulations physiques et également pour comprendre quelles jonctions présentent un niveau de bruit BF élevé pour connaître l'origine du bruit BF dans le transistor.

III.2.1. Mesures et simulations de la DSP de bruit de la résistance de la base

Une résistance de Base (R_b) de valeur 13.75Ω a été fabriquée par UMS et représente la base du transistor InGaP/GaAs. Le bruit BF de cette résistance a été mesuré pour différentes densités de courant (1, 2, 5, 10, 15, 20 kA/Cm²) et quatre température (300°K, 325°K, 350°K, 375°K). Les différents résultats de mesure sont comparés avec les résultats de simulation physique et sont représentés à la Figure 76.

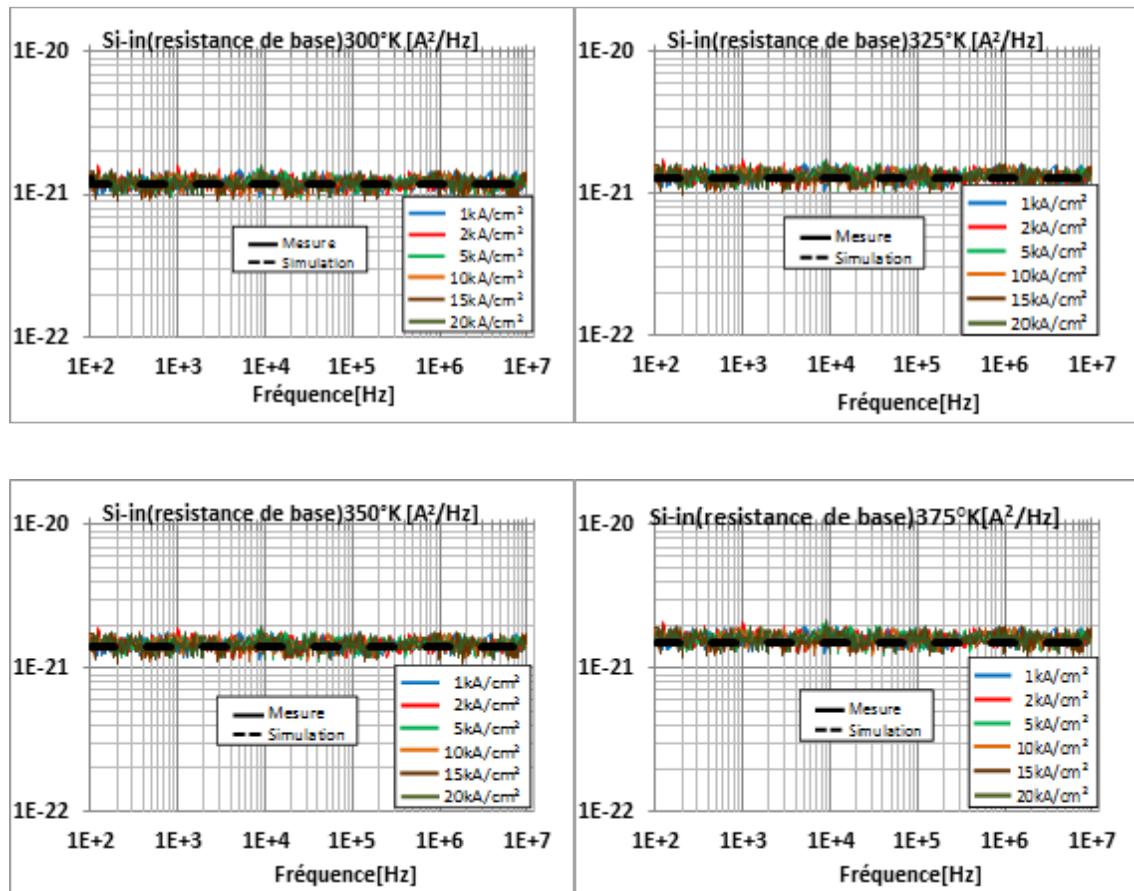


Figure 76 : Résultats de comparaison des mesures et des simulations de la DSP de bruit en courant pour la résistance de base émetteur pour différentes densités de courant et à différentes températures.

Les courbes de la Figure 76 montrent une bonne concordance des résultats entre les mesures et les simulations de la DSP de bruit. Nous remarquons que ce niveau faible de la DSP de bruit de l'ordre de 10^{-21} A²/Hz est indépendant des différentes densités de courant appliquées. Ce niveau est constant sur toute la bande de fréquence de mesure pour les différentes densités de courant appliquées. Ces résultats montrent un bruit blanc de type thermique validant les résultats de la simulation physique et l'absence de bruit en 1/f et de bruit GR. On note que ces niveaux correspondent bien au niveau de bruit thermique $S_i(f) = \frac{4KT}{R}$ donnés pour les différentes températures dans le Tableau 15

Température °K	Bruit thermique $\frac{4KT}{R}$ [A ² /Hz]
300	1.2e ⁻²¹
325	1.3e ⁻²¹
350	1.4e ⁻²¹
375	1.5e ⁻²¹

Tableau 15 :Variations de bruit thermique de la resistance de base à différentes températures.

III.2.2. Mesures et simulations de la DSP de bruit de la Jonction Base-Collecteur

La fonderie UMS a fabriqué un varactor représentant la jonction base-collecteur du transistor InGaP/GaAs. Ce varactor a été caractérisé, plusieurs mesures ont été réalisées telles que les mesures de courant en fonction de la tension IBC(VBC) et les mesures de bruit BF pour différents points de polarisation. La Figure 77 représente une comparaison entre mesure et simulation de la variation du courant en fonction de la tension de la jonction Base Collecteur à température ambiante.

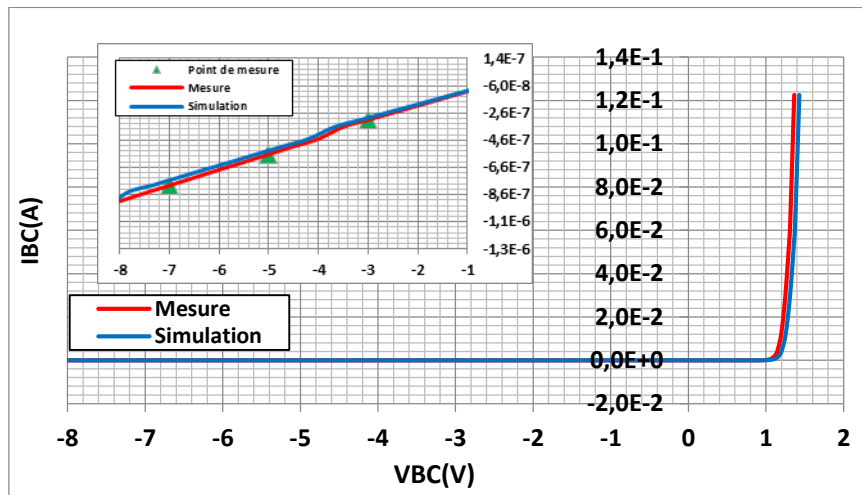


Figure 77 : Variation du courant IBC en fonction de tension VBC de la jonction base collecteur

La Figure 78 représente une comparaison des différentes mesures et des simulations de la DSP de bruit BF en courant à différents points de polarisation sur la jonction Base Collecteur ($V_{BC}=-3V$, $V_{BC}=-5V$, $V_{BC}=-7V$) et à différentes températures ($300^{\circ}K$, $325^{\circ}K$, $350^{\circ}K$, $375^{\circ}K$). Nous avons utilisé l'amplificateur transimpédance avec une sensibilité de $1^{e-7} A/V$

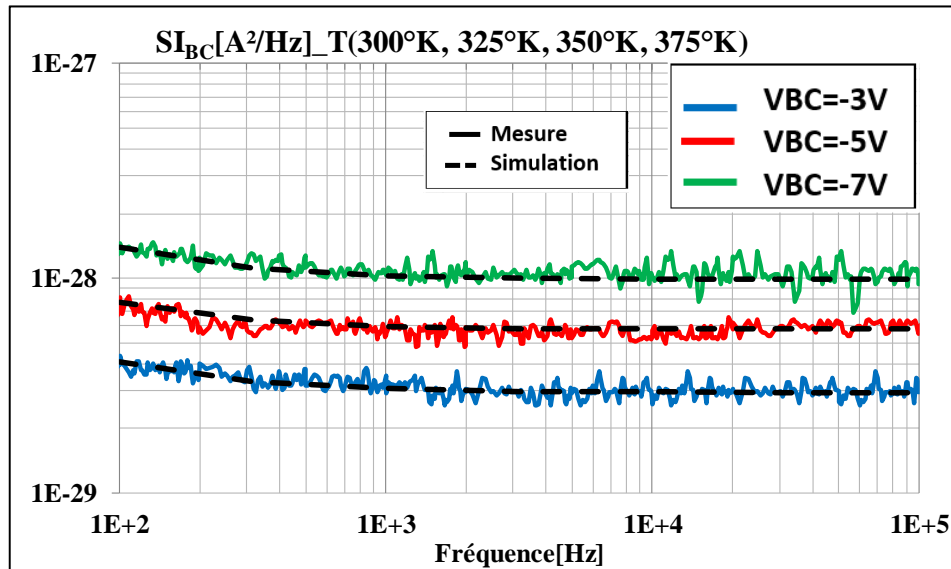


Figure 78 : Résultats de comparaison des mesures et des simulations de la DSP de bruit en courant pour la jonction base collecteur à différentes températures et polarisations.

Nous observons une bonne concordance entre les différentes courbes de mesures et de simulations. Cette jonction présente un niveau de bruit BF très faible de l'ordre de $10^{-28} A^2/Hz$ et surtout du bruit de grenaille dépendant du courant qui circule dans la jonction. On note que ces niveaux correspondent bien au niveau de bruit shot $S_I(f) = 2qI(t)$ donnés pour les différentes températures dans le Tableau 16

Tension VBC (V)	Courant IBC (nA)	Bruit shot $S_I = 2qI(t)$ [A ² /Hz]
-7	0.29	$9.28e^{-29}$
-5	0.185	$5.9e^{-29}$
-3	0.087	$2.78e^{-29}$

Tableau 16 : Différentes valeurs de bruit shot de la jonction base collecteur

III.2.3. Mesures et simulations de la DSP de bruit de la jonction Base-Emetteur

La jonction base émetteur a été mesurée sur le transistor, en appliquant une polarisation sur la base et en laissant la jonction collecteur émetteur ouverte sans appliquer de polarisation. Premièrement nous avons mesuré la variation du courant IBE en fonction de la tension VBE de la jonction base émetteur. La Figure 79 montre une comparaison entre la mesure et la simulation de la variation du courant IBE en fonction de la tension VBE de la jonction base émetteur.

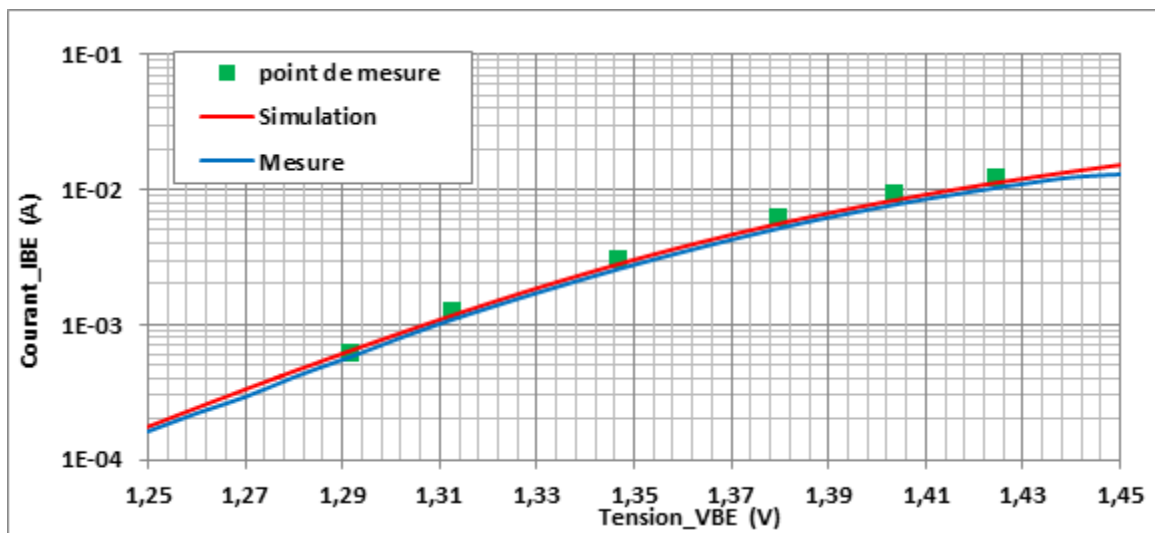


Figure 79 : Variation du courant IBE et fonction de la tension VBE.

Le bruit BF de cette jonction a été mesuré pour différentes densités de courants (1kA/cm², 2kA/cm², 5kA/cm², 10kA/cm², 15kA/cm², 20kA/cm²) et différentes températures (300°K, 325°K, 350°K, 375°K). Les résultats de la comparaison de la DSP de bruit en courant sont présentés dans la Figure 80. Pour ces courbes, nous avons rajouté le modèle phénoménologique de bruit en 1/f présent dans l'équation (III- 5) comme pour le transistor

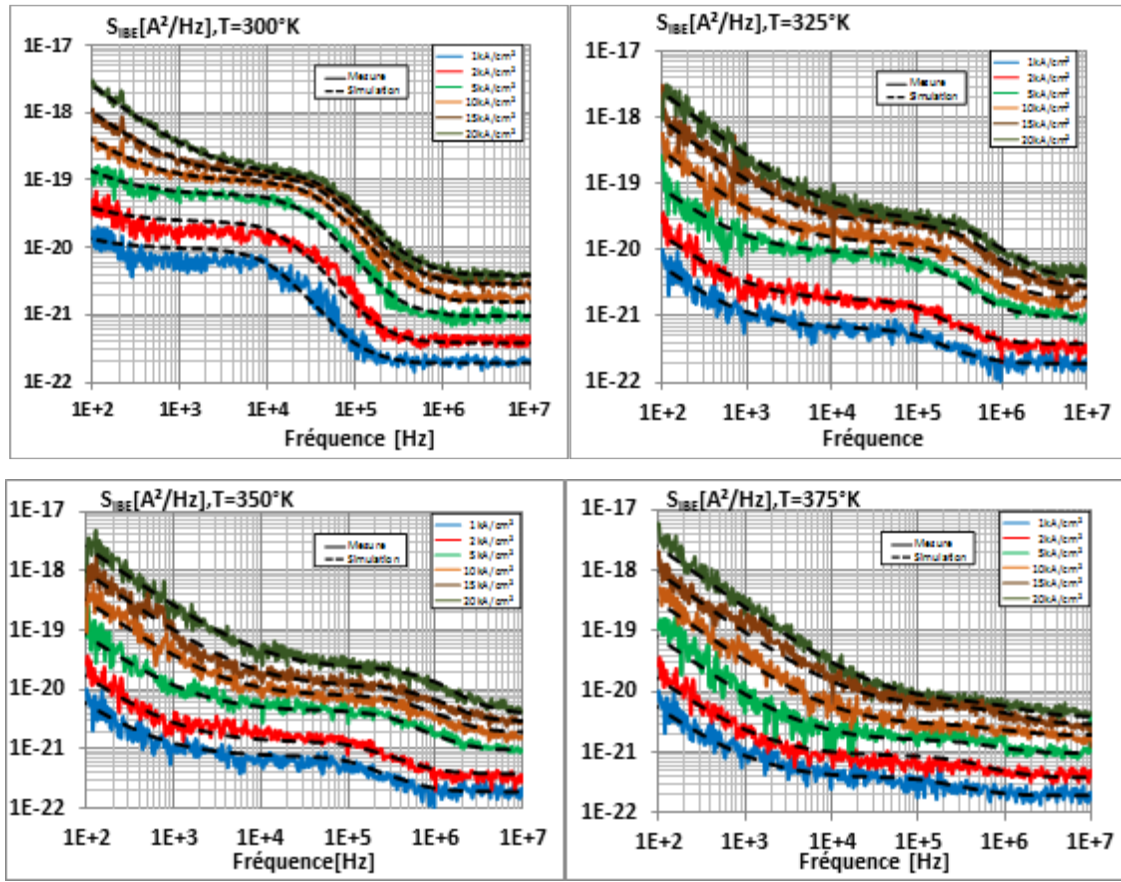


Figure 80 : Comparaison des mesures et des simulations de la DSP de bruit en courant pour la jonction Base Emetteur pour différentes densités de courant et différentes températures.

Ces résultats révèlent un niveau de bruit important par rapport à la jonction Base-Collecteur et à la TLM.

En comparant les résultats des DSP de bruit en courant de la jonction base émetteur (Figure 80) avec les résultats de la DSP de bruit en courant à la sortie du transistor InGaP/GaAs (Figure 65), on remarque que les allures des DSP de bruit en courant des différentes courbes pour une densité de courant et une température sont similaires.

D'après les résultats de mesure et de simulation de la DSP de bruit en courant pour les différentes jonctions constituant le transistor InGaP/GaAs et le transistor InGaP/GaAs

complet à l'entrée et à la sortie du transistor, nous pouvons voir que le bruit BF de la jonction Base Emetteur est à l'origine du bruit BF à la sortie du transistor.

III.3. Mesure du bruit basse fréquence sur des transistors de différentes technologies

Plusieurs projets ont été réalisés avec d'autres laboratoires (Thales communication, III-V lab., NXP Caen,...) qui ont consisté à réaliser des mesures de bruit BF sur différents composants.

Les objectifs sont multiples : comparaison entre filières de composant, modélisation,... nous ne les détaillerons pas dans ce manuscrit pour des raisons de confidentialité.

Nous présentons ici seulement les résultats obtenus avec différentes filières de transistor. Tous les transistors ont été polarisés avec l'alimentation continue Keitlhey 2450 compte tenu des tensions élevées à fournir.

Dans le cadre d'un projet avec Thalès communication, nous avons mesuré le bruit BF de transistor HEMT AlGaIn/GaN et de FET LDMOS. La mesure de la DSP de bruit en courant à l'entrée des transistors a été réalisée en utilisant l'amplificateur transimpédance et à la sortie des transistors en utilisant l'amplificateur de tension. De plus, les impédances de sortie des différents transistors mesurés ont été extraites.

Le premier transistor caractérisé est un transistor en technologie GaN fabriqué par QORVO (RFMD) référencé RFHA 3912. Il est donné pour une tension de polarisation de 48V et une puissance de sortie de 35W jusqu'à 4GHz [42]

La Figure 81 (a) montre la partie réelle de l'impédance de sortie du transistor ($\text{real}(Z_{\text{dut}})$) et la Figure 81 (b) montre la partie imaginaire de l'impédance de sortie du transistor ($\text{imag}(Z_{\text{dut}})$), pour deux points de polarisation différentes : $V_{\text{ds}}=14\text{ V}$, $V_{\text{gs}}=-1.08\text{ V}$, $I_{\text{ds}}=88\text{ mA}$, $I_{\text{gs}}=253\text{ nA}$ (courbe rouge) et $V_{\text{ds}}=14\text{ V}$, $V_{\text{gs}}=-0.94\text{ V}$, $I_{\text{ds}}=200\text{ mA}$, $I_{\text{gs}}=216\text{ nA}$ (courbe bleu)) à température ambiante.

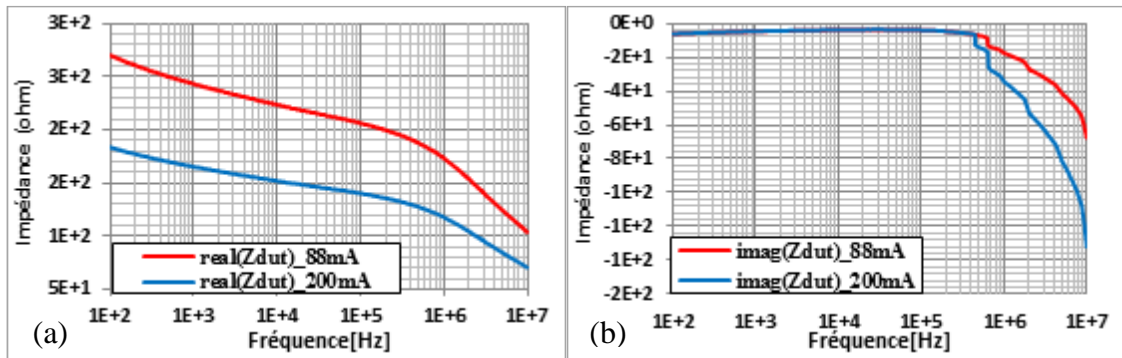


Figure 81 : Résultats de mesures de l'impédance du transistor à la sortie du transistor RFHA3942.

On remarque que la partie réelle de l'impédance du transistor diminue avec le courant.

La Figure 82 (a) montre la densité spectrale de courant de bruit de sortie (Si-out) (côté drain) et la Figure 82 (b) montre la densité spectrale de courant de bruit à l'entrée (Si-in) (côté grille).

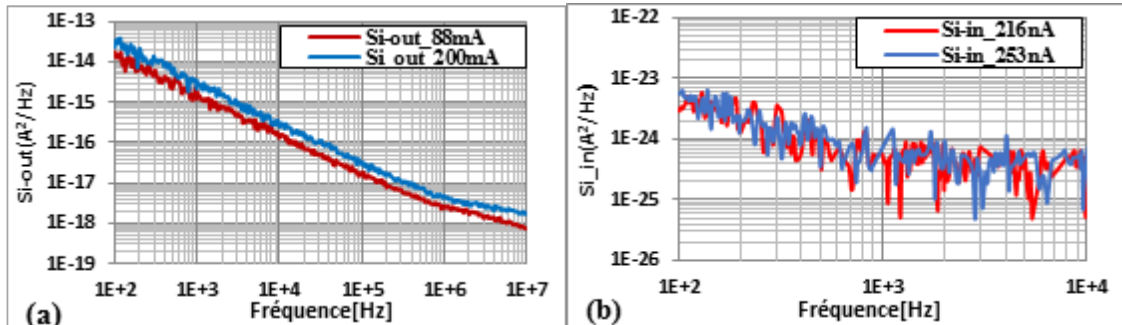


Figure 82 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor RFHA3942.

On remarque que la DSP de bruit en courant augmente avec le courant et on note la présence de bruit en 1/f sur la bande de fréquence de mesure. Concernant les résultats de la DSP de bruit à l'entrée, la variation du courant n'agit pas sur le niveau du bruit BF mesuré, avec la présence de bruit en 1/f sur la bande comprise entre 100 Hz et 1kHz et de bruit de diffusion entre 1kHz et 10kHz.

Le deuxième transistor caractérisé est un transistor fabriqué par CREE référencé CGH 40035. C'est un transistor de la filière GaN avec une fréquence max de 4GHz est une puissance de sortie de 35W [43].

La Figure 83 (a) montre la partie réelle de l'impédance de sortie du transistor ($\text{real}(Z_{\text{dut}})$) et la Figure 83 (b) montre la partie imaginaire de l'impédance du transistor en sortie ($\text{imag}(z_{\text{dut}})$) pour le composant de type CGH40035 pour deux points de polarisation différents pour : $V_{\text{ds}}=14$ V, $V_{\text{gs}}=-3.18$ V, $I_{\text{ds}}=88$ mA, $I_{\text{gs}}=41\mu\text{A}$ (courbe bleue) et $V_{\text{ds}}=14$ V, $V_{\text{gs}}=-3.07$ V, $I_{\text{ds}}=200$ mA, $I_{\text{gs}}=40\mu\text{A}$ (courbe rouge)) à température ambiante.

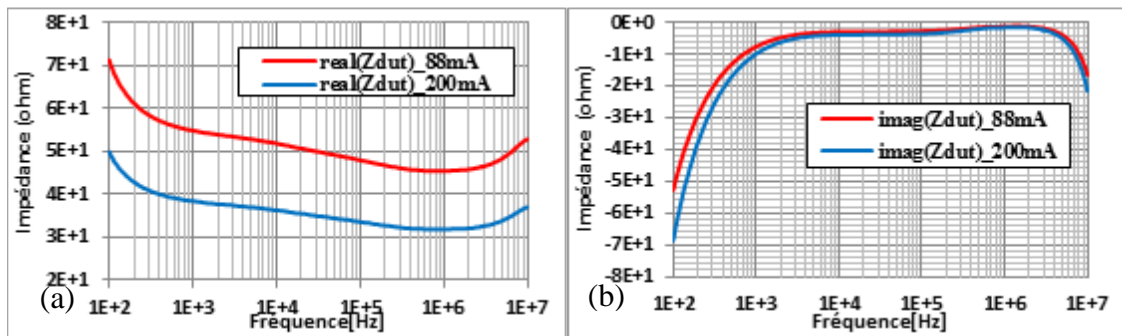


Figure 83 : Résultats de mesures de l'impédance du transistor à la sortie du transistor CGH40035.

On remarque que de la partie réelle de l'impédance du transistor diminue avec le courant.

La Figure 84(a) montre la densité spectrale de courant de bruit de sortie (côté drain) et la Figure 84 (b) montre la densité spectrale de courant de bruit à l'entrée (côté grille)

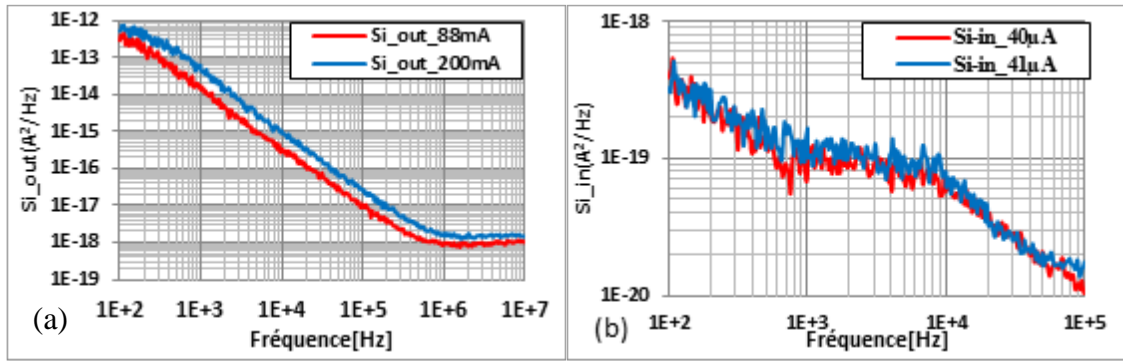


Figure 84 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor CGH40035.

On remarque que la DSP de bruit en courant augmente avec le courant et on note la présence de bruit en $1/f$ entre la fréquence 100Hz et 1MHz et de bruit de diffusion entre 1MHz et 10 MHz. Concernant les résultats de la DSP de bruit à l'entrée, la variation de courant n'agit pas sur le niveau de bruit BF mesuré, avec la présence de bruit en $1/f$ sur la bande comprise entre 100 Hz et 1 KHz et de bruit de GR entre 1 KHz et 100 KHz.

Le troisième transistor mesuré est un transistor de la filière GaN de la société UMS. Ces transistors en puce référencés GH50 sont donnés pour fonctionner jusqu'à 7GHz avec une puissance de sortie de 20W et une polarisation de 50V [44].

La Figure 85 (a) montre la partie réelle de l'impédance de sortie du transistor ($\text{real}(Z_{\text{dut}})$) et la Figure 85 (b) montre la partie imaginaire de l'impédance du transistor en sortie ($\text{imag}(Z_{\text{dut}})$) pour deux points de polarisation différents : $V_{\text{ds}}=14\text{ V}$, $V_{\text{gs}}=-1.82\text{ V}$, $I_{\text{ds}}=88\text{ mA}$, $I_{\text{gs}}=2.1\text{ }\mu\text{A}$ (courbe bleu) et $V_{\text{ds}}=14\text{V}$, $V_{\text{gs}}=-1.48\text{ V}$, $I_{\text{ds}}=200\text{ mA}$, $I_{\text{gs}}=1.5\text{ }\mu\text{A}$ (courbe rouge) à température ambiante.

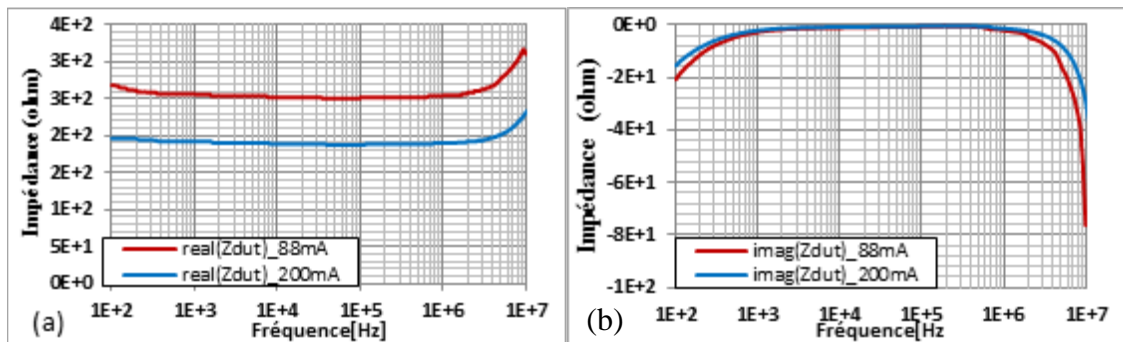


Figure 85 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor GANGH50.

On remarque que l'augmentation de courant, entraine la diminution de la partie réelle de l'impédance du transistor.

La Figure 86 montre les densités spectrales de courant de bruit de sortie (Si-out) (côté drain) et à l'entrée (Si-in) (côté grille) pour le composant de type GANGH50 de la fonderie UMS

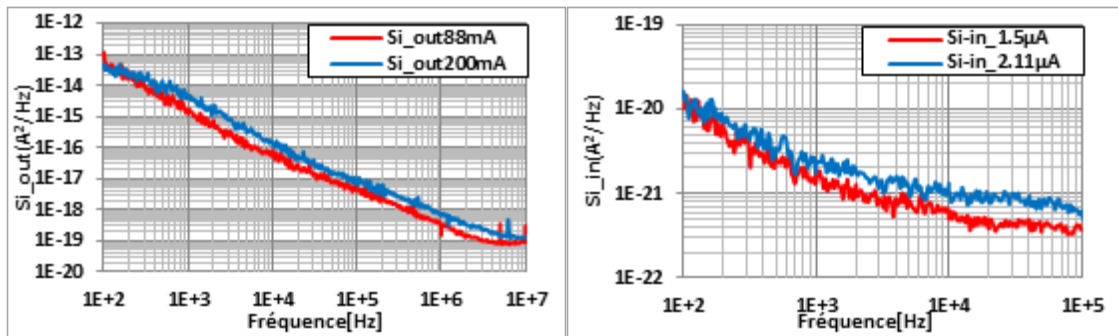


Figure 86 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor GANGH50.

On remarque que la DSP de bruit en courant augmente avec le courant et on note la présence de bruit en 1/f sur la bande de fréquence de mesure. Concernant les résultats de la DSP de bruit à l'entrée, l'augmentation de courant provoque l'augmentation la DSP de bruit en courant mesuré, avec la présence de bruit en 1/f sur la bande comprise entre 100 Hz et 10 KHz et de bruit de diffusion entre 10 KHz et 100 KHz.

Le quatrième transistor est un transistor de la filière GH50 d'UMS mais monté en boîtier, référencé CHK025A. Il est donné pour une fréquence maximum de 5GHz et une puissance de sortie supérieure à 25 W. Il est polarisé avec un Vds de 50V [45].

La Figure 87 montre la partie réelle de l'impédance de sortie du transistor (real(Zdut)) et la partie imaginaire de l'impédance du transistor en sortie (imag(Zdut)) pour deux points de polarisation différents : Vds=14V, Vgs=-1.96V, Ids= 88mA, Igs=

10 μ A (courbe bleu) et $V_{ds}=14V$, $V_{gs}=-0.82V$, $I_{ds}=200mA$, $I_{gs}=6\mu A$ (courbe rouge)) à température ambiante.

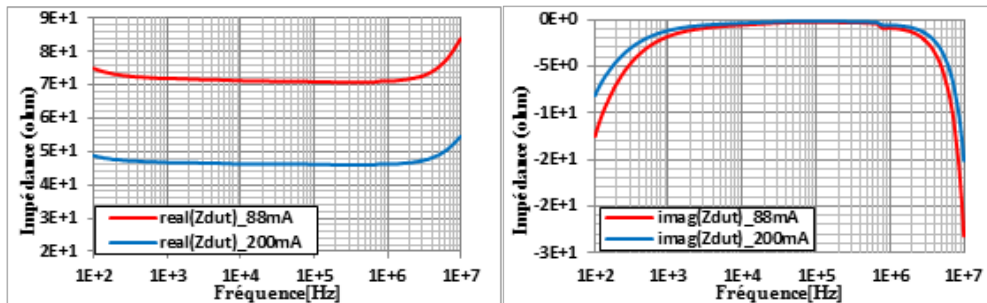


Figure 87 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor UMS_K025A.

On remarque que l'augmentation du courant entraine la diminution de la partie réelle de l'impédance du transistor.

La Figure 88 montre la densité spectrale de courant de bruit de sortie (Si-out) (côté drain) et à l'entrée (Si-in) (côté grille).

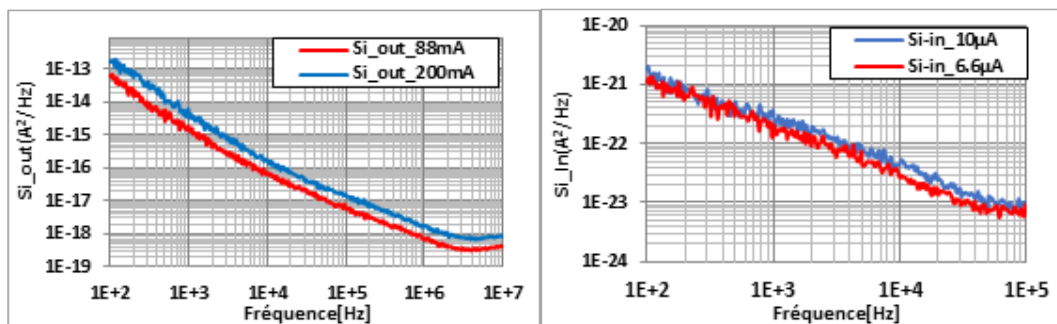


Figure 88 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor UMS_K025A.

On remarque, que la DSP de bruit en courant augmente avec le courant et on note la présence de bruit en $1/f$ entre la fréquence 100 Hz et 1 MHz et de bruit de diffusion entre 1 MHz et 10 MHz. Concernant les résultats de la DSP de bruit à l'entrée, l'augmentation de courant augmente légèrement le niveau de la DSP de bruit BF mesuré, avec la présence de bruit en $1/f$ sur la bande comprise entre 100 Hz et 100 KHz.

Le cinquième transistor est un FET LDMOS fabriqué par AMPLEON référencé BLF642. Sa fréquence maximum de fonctionnement est 1.4GHz, sa puissance de sortie de 35 W. Il est polarisé avec un $V_{ds}=32V$ [46].

La Figure 89 (a) montre la partie réelle de l'impédance de sortie du transistor ($real(Z_{dut})$) et la Figure 89 (b) montre la partie imaginaire de l'impédance du transistor en sortie ($imag(Z_{dut})$) pour deux points de polarisation différents (Pour $V_{ds}=14V$, $V_{gs}=1.907V$, $I_{ds}=88mA$, $I_{gs}=6.11pA$ (courbe rouge). Pour $V_{ds}=14V$, $V_{gs}=2.017V$, $I_{ds}=200mA$, $I_{gs}=28pA$ (courbe bleu)) à température ambiante.

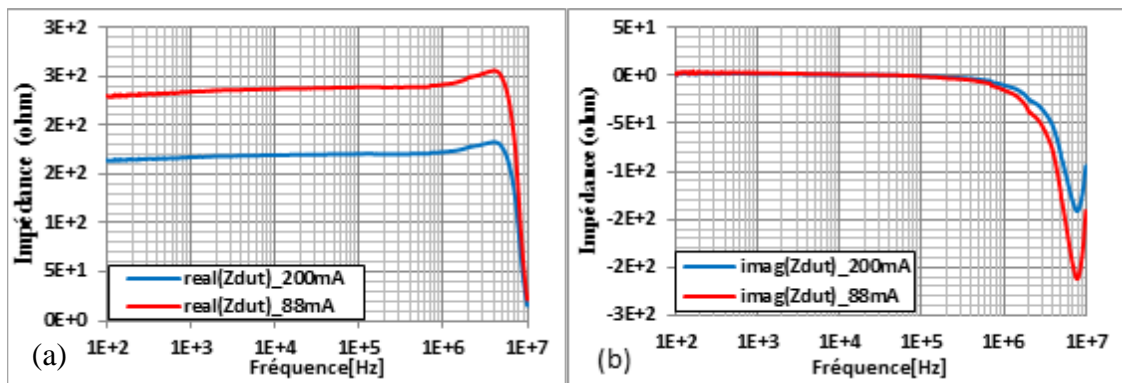


Figure 89 Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor BLF642.

On remarque comme pour les autres transistors que l'augmentation du courant entraîne une diminution de la partie réelle de l'impédance du transistor.

La Figure 90 montre la densité spectrale de courant de bruit de sortie (Si-out) (côté drain)

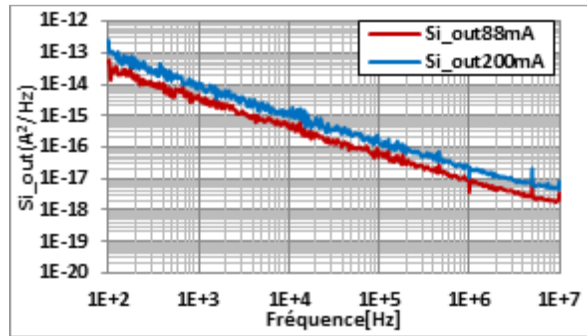


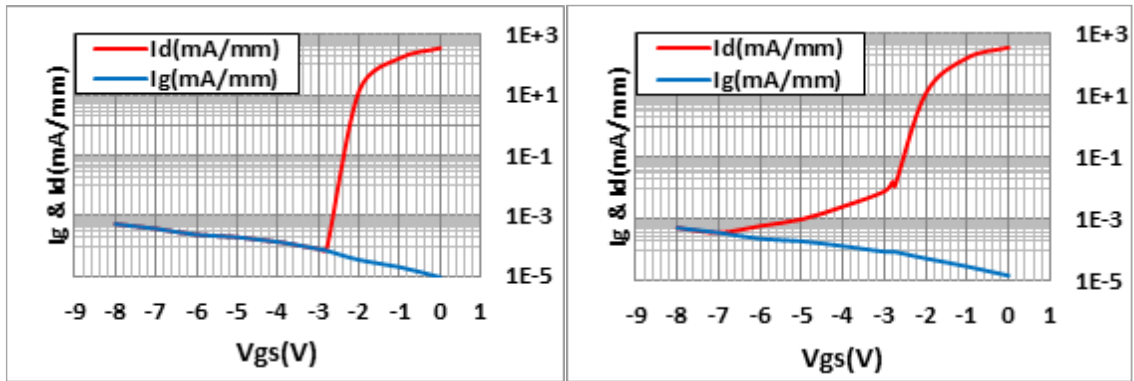
Figure 90 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF à l'entrée et à la sortie du transistor BLF642.

On remarque que la DSP de bruit en courant augmente avec le courant et on note la présence de bruit en $1/f$ sur la bande de fréquence de mesure.

Les résultats des mesures de la DSP de bruit en courant des transistors représentent différents types de bruit (bruit en $1/f$, bruit GR, et bruit de diffusion). Des simulations physiques sur le transistor AlGaIn/GaN sont en cours par un nouveau doctorant au sein du laboratoire dans le but de connaître l'origine du bruit et de localiser l'endroit où les pièges sont situés et à quels niveaux ils sont placés.

Dans le cadre d'un deuxième projet avec III-V lab, nous avons mesuré la DSP de bruit BF en courant de HEMT AlGaIn/GaN en cours de développement de dimensions $2 \times 250 \mu\text{m}$ à quatre doigts de grille. Le but de ce projet est de réaliser la mesure de la DSP de bruit en courant à l'obscurité et avec de la lumière blanche dont la longueur d'onde appartient à l'intervalle [400nm à 700nm] pour visualiser l'influence de la lumière sur le fonctionnement du transistor. Pour cela, nous avons mesuré le réseau I(V) du transistor dans l'obscurité puis en présence de lumière blanche, puis nous avons mesuré la DSP de bruit en courant à l'entrée et à la sortie du transistors, nous avons extrait l'impédance de sortie des différents transistors mesurés.

La Figure 91 présente la mesure du courant de drain (I_d) et le courant de grille (I_g) du transistor en fonction de la variation de la tension grille source (V_{gs}) avec et sans lumière blanche.



avec lumière

sans lumière

Figure 91 : Résultats de mesure du courant de drain et courant de grille en fonction de la tension grille source (V_{gs}).

On remarque bien d'après les résultats de mesure que la lumière blanche agit d'une manière directe sur le courant de drain. A l'obscurité, on commence à avoir une augmentation de courant de drain au-delà de $V_{gs} = -3V$, par contre, en présence d'une lumière blanche, le courant de drain augmente au-delà de $V_{gs} = -7V$. Pour le courant de grille I_g sans lumière blanche et avec lumière blanche, on a une différence de quelques microampères sur toute la bande de V_{gs} .

Plusieurs mesures de DSP de bruit en courant ont été effectuées à différents points de polarisation avec et sans lumière blanche à température ambiante. Nous présentons les résultats de mesure de la DSP de bruit en courant en entrée et en sortie du transistor pour 3 valeurs de V_{gs} différentes ($V_{gs} = -7V$, $V_{gs} = -3V$, $V_{gs} = -0.5V$).

Du côté drain, les mesures de la DSP de bruit ont été effectuées en utilisant l'amplificateur transimpédance pour des tensions V_{gs} plus petites que la tension de pincement (V_{gs} de $-3V$ à $-7V$) et au-delà de la tension de pincement ($V_{gs} > -3V$), les mesures sont réalisées avec un amplificateur de tension. Du côté grille, pour les différentes valeurs de V_{gs} , nous avons effectué les mesures de la DSP de bruit en utilisant un amplificateur transimpédance.

La Figure 92, présente le résultat de mesure de la DSP de bruit en courant à l'entrée et à la sortie du transistor avec et sans lumière pour un point de polarisation : $V_{ds}=10V$, $V_{gs}=-7V$, $I_{ds}=0.6\mu A$, $I_{gs}=0.6\mu A$ (avec lumière) et $V_{ds}=10V$, $V_{gs}=-7V$, $I_{ds}=0.59\mu A$, $I_{gs}=0.50\mu A$ (sans lumière).

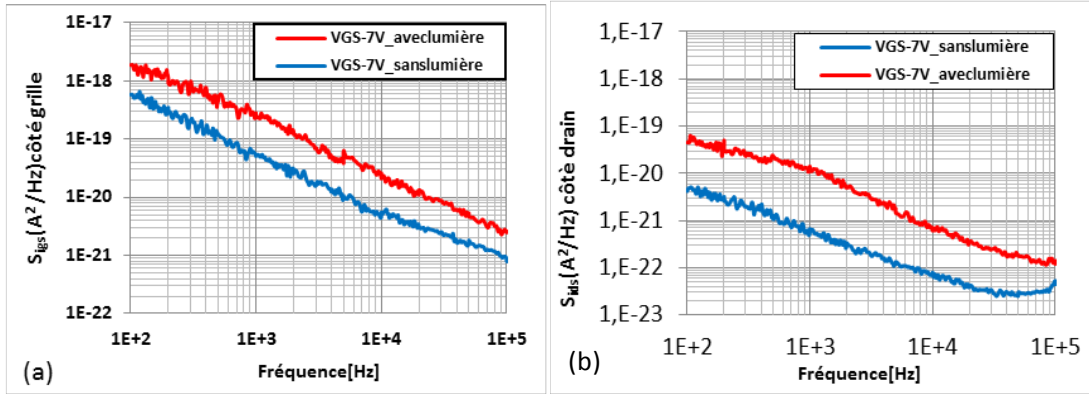


Figure 92 : Résultats de mesure de la DSP en courant de bruit BF (a) à l'entrée et (b) à la sortie du transistor WG23a avec et sans lumière pour $V_{gs}=-7V$.

La Figure 93 présente la mesure de la DSP de bruit en courant à l'entrée et à la sortie du transistor avec et sans lumière pour un point de polarisation : $V_{ds}=10V$, $V_{gs}=-3V$, $I_{ds}=9.9\mu A$, $I_{gs}=0.41\mu A$ (avec lumière) et $V_{ds}=10V$, $V_{gs}=-3V$, $I_{ds}=0.27\mu A$, $I_{gs}=0.23\mu A$ (sans lumière).

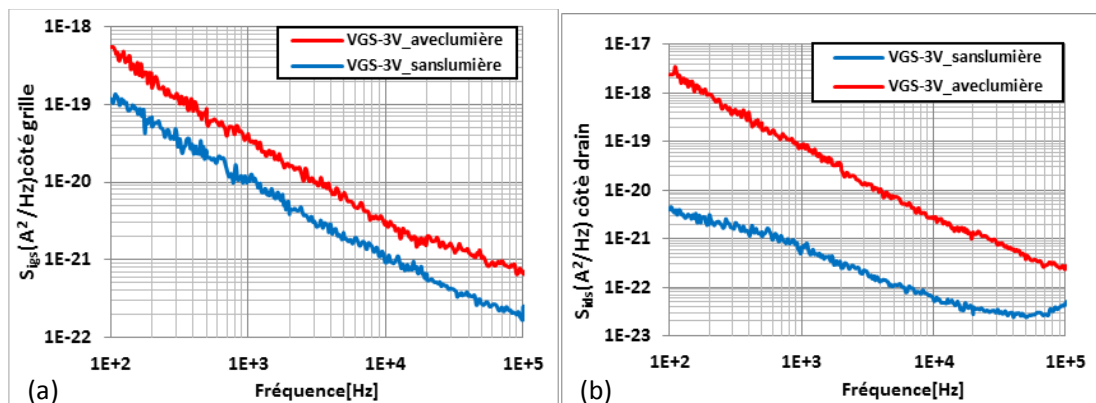


Figure 93 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF (a) à l'entrée et (b) à la sortie du transistor WG23a avec et sans lumière pour $V_{gs}=-3V$

Ces résultats mettent en évidence l'effet de la lumière qui agit sur le niveau de courant I_g et I_d et agit de même manière sur la DSP de bruit en courant.

La Figure 94 présente le résultat de mesure de la DSP de bruit en courant à l'entrée et à la sortie du transistor avec et sans lumière pour un point de polarisation, $V_{ds}=10V$, $V_{gs}=-0.5V$, $I_{ds}=134mA$, $I_{gs}=40nA$ (avec lumière) et pour $V_{ds}=10V$, $V_{gs}=-0.5V$, $I_{ds}=136mA$, $I_{gs}=41nA$ (sans lumière).

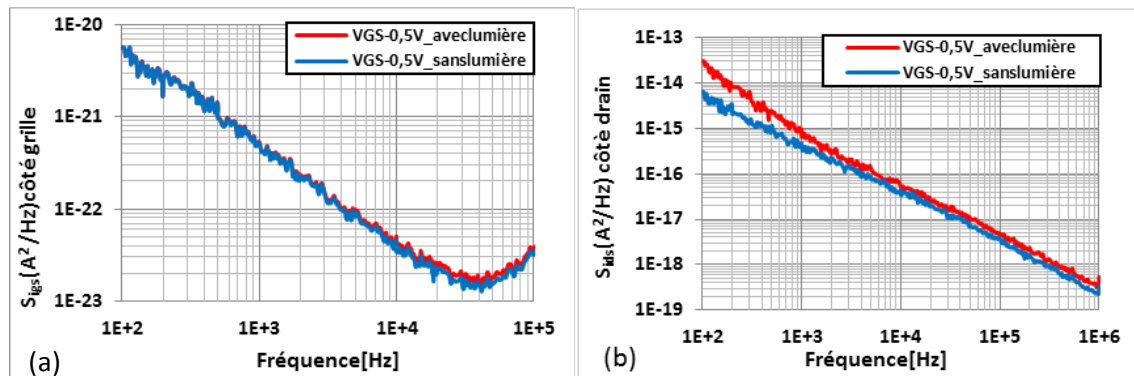


Figure 94 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF (a) à l'entrée et (b) à la sortie du transistor WG23a avec et sans lumière pour $V_{gs}=-0.5V$

Les résultats de la DSP de bruit sont quasiment identiques en entrée comme en sortie. Si on compare la DSP de bruit avec et sans lumière blanche, côté grille présenté dans la Figure 95 (a), on remarque que la DSP de bruit diminue en passant de $V_{gs}=-7V$ à $V_{gs}=-0.5V$. En comparant la DSP de bruit coté de drain (Figure 95 (b)), on remarque qu'en l'absence de lumière la DSP en bruit diminue quand V_{gs} passe de $-7V$ à $-3V$ puis pour $V_{gs}=-0.5V$ la DSP de bruit ne varie quasiment pas en présence de la lumière.

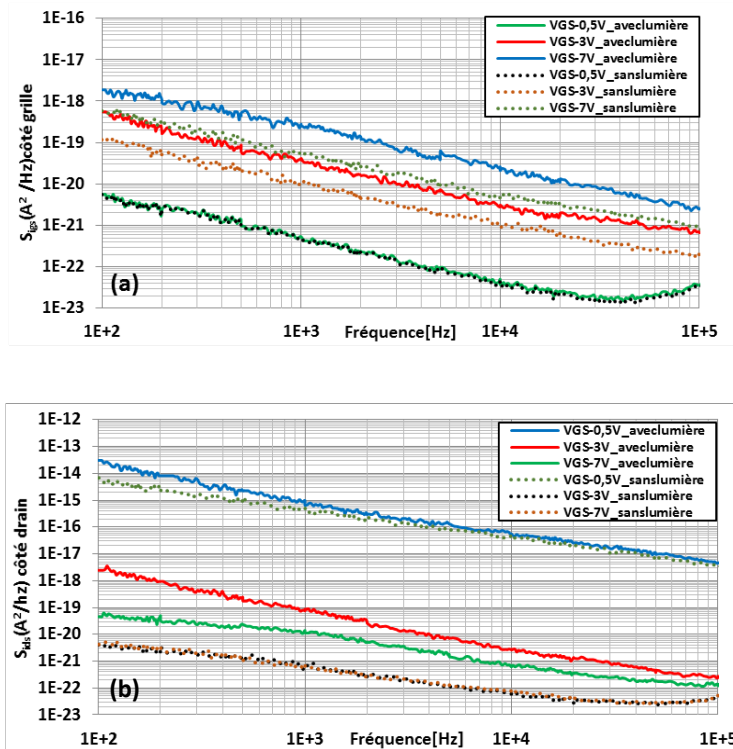


Figure 95 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF (a) à l'entrée et (b) à la sortie du transistor WG23a avec et sans lumière pour différents Vgs.

Enfin, un projet a été réalisé avec le laboratoire de NXP Caen dans le but de caractériser le bruit basse fréquence de transistor Bicomos SiGe pour connaître les différents types de bruit BF présents dans ces semi-conducteurs. Pour cela, nous avons réalisé des mesures de bruit BF sur différents motifs de transistors. Les mesures de la DSP de bruit en courant ont été réalisées en utilisant un amplificateur de tension à l'entrée côté base et à la sortie coté collecteur. Les mesures sont réalisées pour différents points de polarisation. Le Tableau 17 présente les différents points de polarisations appliqués V_{be} et V_{ce} et les courants I_{be} et I_{ce} correspondants à ces valeurs.

Transistor	I_{be} (μA)	V_{be} (V)	I_{ce} (mA)	V_{ce} (V)
BICMOS	20	0.856	3.75	1
SIGE	40	0.876	6.77	1
	80	0.903	11.8	1

Tableau 17 : Différents points de polarisation appliqués lors des mesures.

La Figure 96 présente les résultats des mesures de la DSP de bruit en courant à l'entrée du transistor pour différents courants I_{be} .

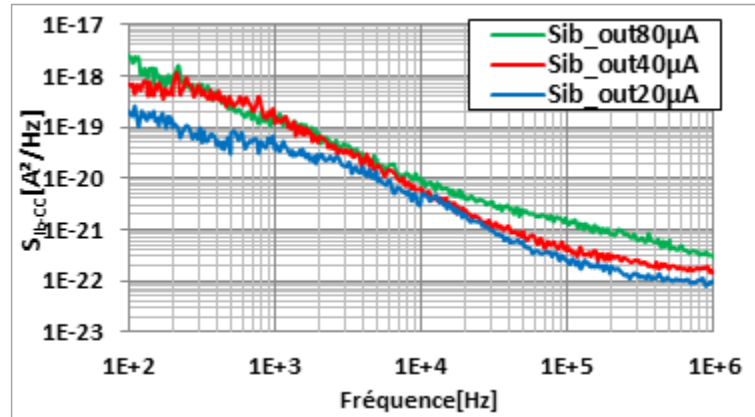


Figure 96 : Résultats de mesure de la DSP de bruit en courant à l'entrée pour différents courants.

On remarque que la DSP de bruit en courant augmente de façon classique avec le courant mesuré. De plus, on remarque la présence de bruit en $1/f$ et de bruit GR.

La Figure 97 présente les résultats des mesures de la DSP de bruit en courant en sortie du transistor pour différents courants I_{ce} .

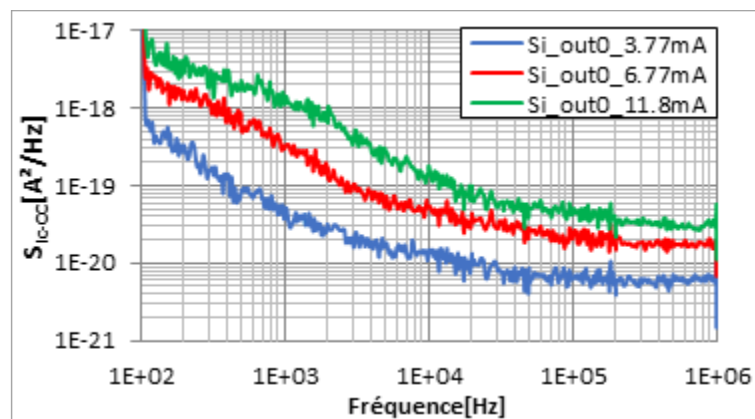


Figure 97 : Résultats de mesure de la DSP de bruit en courant en sortie pour différents courants.

On remarque que la DSP de bruit en courant mesuré augmente avec le courant de drain ce qui est un comportement habituel.

Les résultats des mesures de la DSP de bruit à l'entrée et à la sortie du transistor BICMOS SiGe pour différents points de polarisation montrent différents types de bruit : bruit en $1/f$, bruit de G-R, et bruit de diffusion. L'origine de ce bruit dans ces transistors n'a pas été étudiée pour l'instant. Pour cela, il sera intéressant de faire des simulations physiques et des études théoriques dans le but d'en savoir plus sur leurs comportements.

III.4. Mesure du bruit basse fréquence d'oscillateurs à transfert de spin.

La caractérisation du bruit BF des oscillateurs spintroniques (STO) a également été abordée avec le banc que nous avons développé. Les oscillateurs spintroniques reposent sur le phénomène de transfert de spin découvert par Slonczewski [47] et Berger [48] qui survient lorsqu'un courant traverse un matériau magnétique. Avant d'aborder le fonctionnement de ces dispositifs, faisons une brève introduction sur les phénomènes magnétiques.

Le moment magnétique est une notion qui apparaît dès qu'un courant électrique se ferme sur lui-même pour former une boucle (Figure 98)

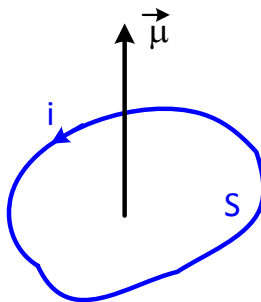


Figure 98: création d'un moment magnétique

Ce moment magnétique μ a pour norme le produit $i.S$.

Un électron en orbite autour du noyau forme un courant électrique en forme de boucle (Figure 99):

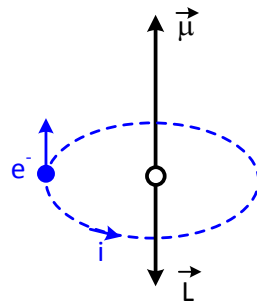


Figure 99: électron en orbite autour d'un noyau

Par convention un courant électrique tourne en sens opposé au déplacement de l'électron de sorte que le vecteur moment magnétique orbital $\vec{\mu}$ est ici opposé au vecteur moment cinétique orbital \vec{L} . La relation entre ces deux moments est

$$\vec{\mu} = -\mu_B \cdot \frac{\vec{L}}{\hbar}$$

Où

μ_B : est le magnétron de Bohr,

\hbar : la constante Planck réduite.

Certaines particules possèdent un moment magnétique intrinsèque associé à leur spin. Une interprétation simple (mais erronée) consiste à voir l'électron tourner sur lui-même et créer des boucles de courant dans le volume de la particule. Le moment magnétique intrinsèque $\vec{\mu}_e$ est relié au moment de spin \vec{S} par

$$\vec{\mu}_e = -\mu_B \cdot g \cdot \frac{\vec{S}}{\hbar}$$

Où

g est le facteur de Landé pour l'électron justifié par la mécanique quantique.

On peut montrer que le moment magnétique total d'un atome est une combinaison complexe des moments orbitaux des électrons et de leurs moments de spin.

La dernière définition est celle de l'aimantation qui correspond à une densité volumique de moment magnétique : $\vec{m} = \frac{d\vec{\mu}}{dV}$

Le phénomène de transfert de spin apparaît quand on considère deux couches ferromagnétiques séparées par une couche non magnétique et traversées par un courant continu perpendiculaire à ces trois couches

Figure 100. La première couche (F1) est suffisamment épaisse pour que son aimantation $\vec{M1}$ ne change pas. La couche supérieure ferromagnétique (F2) est plus fine et son aimantation $\vec{M2}$ est susceptible de bouger sous l'action du courant. Les deux aimantations $\vec{M1}$ et $\vec{M2}$ ne sont pas colinéaires et donc la direction de la polarisation en spin du courant fait un angle α avec $\vec{M2}$. En traversant F2, les électrons alignent leur spin avec la direction de $\vec{M2}$: la composante traverse du courant de spin a été absorbée et transférée à l'aimantation : ce transfert de moment angulaire est équivalent à un couple exercé sur $\vec{M2}$ appelé "couple de transfert de spin".

Lorsqu'on applique un champ magnétique suffisamment fort favorisant une configuration parallèle des aimantations et une densité de courant suffisamment élevée (densité 10MA/cm²) favorisant une configuration antiparallèle de l'aimantation, le couple de transfert de spin s'oppose à l'action du champ magnétique et des états magnétiques de précession apparaissent. L'angle entre l'aimantation de la couche libre et celle de la couche fixe oscille dans le temps. Cet angle étant directement lié à la résistance, il apparaît aux bornes de l'échantillon une tension oscillant à une fréquence microonde. La fréquence d'oscillation dépend aussi bien du courant injecté que du champ magnétique externe appliqué. La Figure 100 représente le schéma de la structure tricouche proposée initialement par J. Slonczewski qui a été la base de fabrication de l'oscillateur à transfert de Spin.

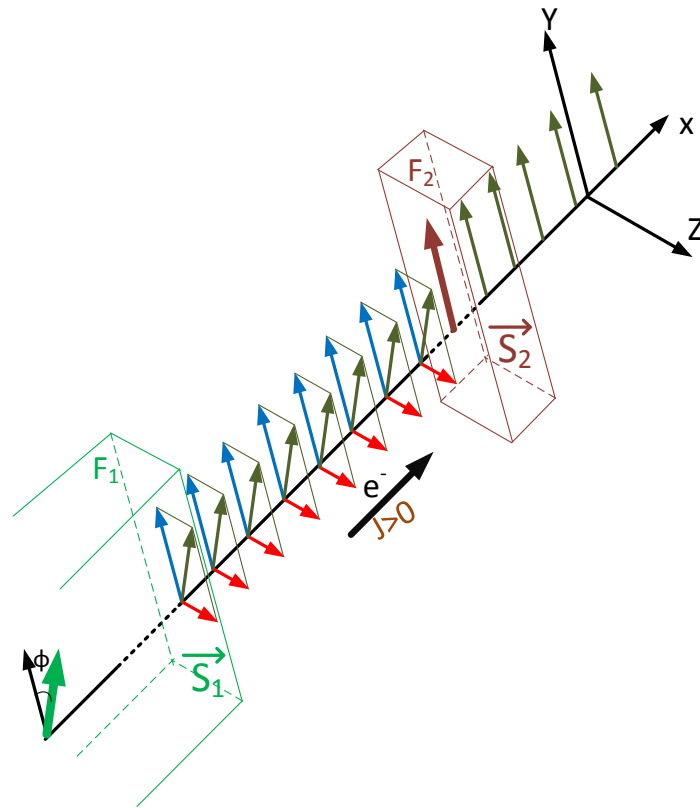


Figure 100 : Schéma de la structure tricouche proposée initialement par J. Slonczewski.

Parmi les avantages des STO (Tableau 18) devant ceux des oscillateurs usuels (VCO) figurent leurs tailles puisqu'elles sont inférieures à 100 nm, leurs compatibilités avec la technologie CMOS et surtout leurs très grandes accordabilités en fréquence. En effet, ces STO couvrent une très large gamme de fréquence allant de 100 MHz à 60 GHz par le biais du contrôle du courant de polarisation. Nous étudierons l'influence de ces deux paramètres sur le bruit BF de STO plus en détails dans la suite.

Avantages	Inconvénients
Faibles dimensions	Faible puissance de sortie
Faible consommation	Mauvais bruit de phase
Compatibilité avec du CMOS	
Accordabilité en fréquence	
Contrôle de la fréquence par courant	

Tableau 18 : Avantages et inconvénients des STO.

L'étude de ces dispositifs a été menée au laboratoire par O.SOW [49]

Pour mesurer le bruit BF de ce dispositif (STO), nous avons effectué une modification sur le banc de bruit BF. En effet, il a fallu insérer la bobine contrôlée par une tension pour la génération du champ magnétique sur le dispositif. Cette bobine génère un champ magnétique allant de -1250 Oe à 1250 Oe ($1\text{Oe}=79.6\text{ A/m}$). La Figure 101 représente la bobine utilisée ainsi que la source d'alimentation Kepco de la bobine.

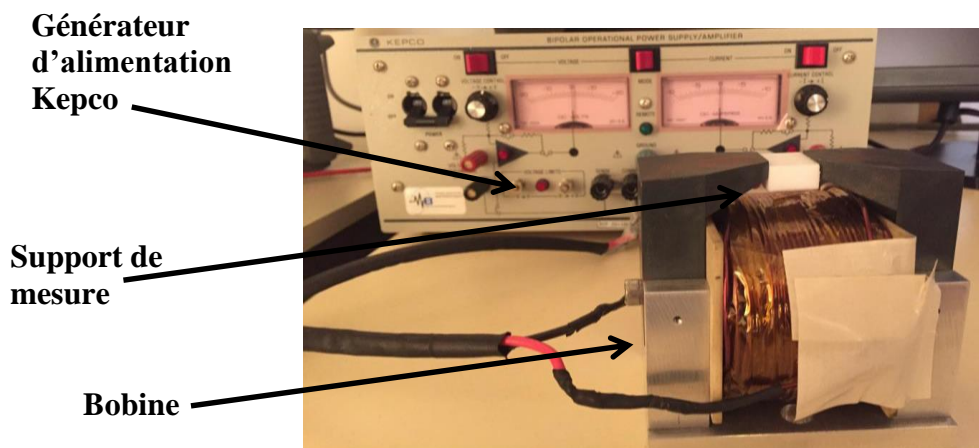


Figure 101 : Photo de l'alimentation Kepco et de la bobine fabriquée

L'étape la plus difficile est l'intégration de la bobine dans le banc de mesure, à cause de ses dimensions qui sont assez grandes. Pour cela, nous avons réalisé une

modification en démontant le support de la table sous pointe et en le remplaçant par la bobine fabriquée, la Figure 102 (a) présente le banc de mesure de bruit BF standard et la Figure 102 (b) présente le banc de mesure de bruit BF de l'oscillateur de transfert de Spin après modification et l'intégration de bobine.

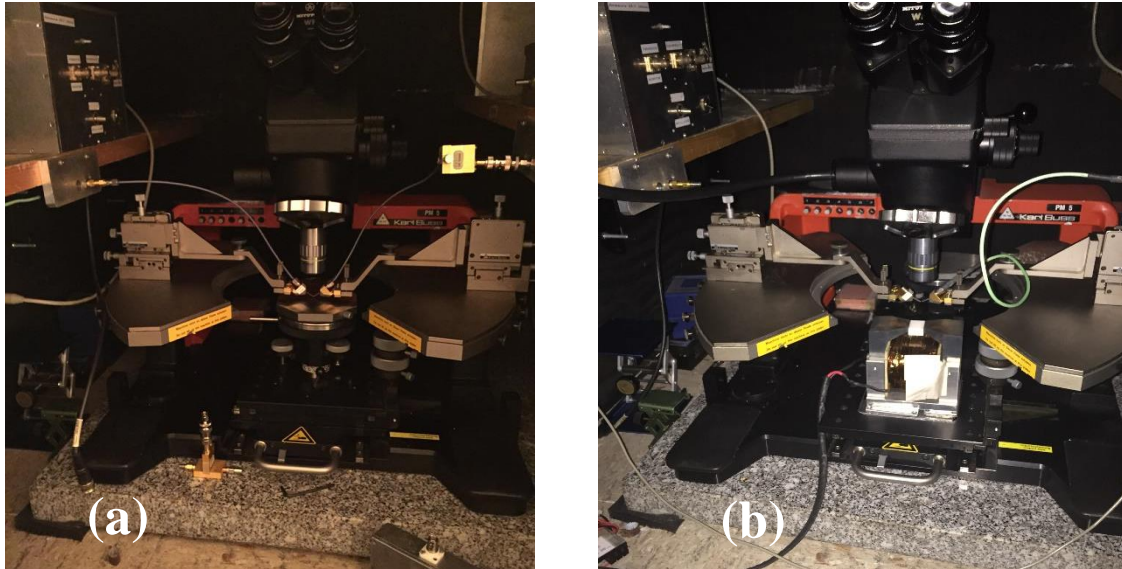


Figure 102 : (a) banc de mesure de bruit BF standard, (b) banc de mesure de bruit BF de l'oscillateur de transfert de Spin après modification et l'intégration de la bobine

Pour vérifier que l'intégration de la bobine dans le banc de mesure n'a aucune influence sur les résultats de mesure, nous avons remesuré des transistors en alimentant la bobine. La Figure 103 présente la comparaison des deux mesures brutes de bruit pour le transistor InGaP/GaAs pour une densité de courant de 1kA/cm^2 à température ambiante en utilisant la bobine et le support de la table sous pointes.

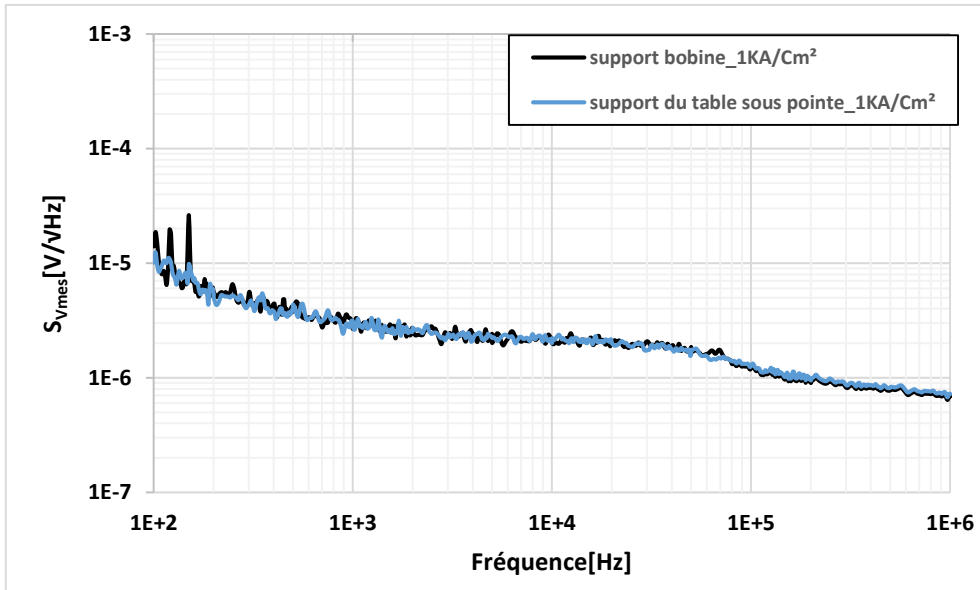


Figure 103 : Comparaison des mesures de TBH InGaP/GaAs support/ bobine

La comparaison des résultats de mesure brute de la tension de bruit BF de transistor InGaP/GaAs en utilisant le support de la table sous pointes et en utilisant la bobine, nous ont amené à des résultats identiques, donc la bobine n'a aucune influence sur les résultats de mesure. La Figure 104 montre le banc de mesure de bruit BF des oscillateurs à transfert de Spin avec les modifications appliquées.

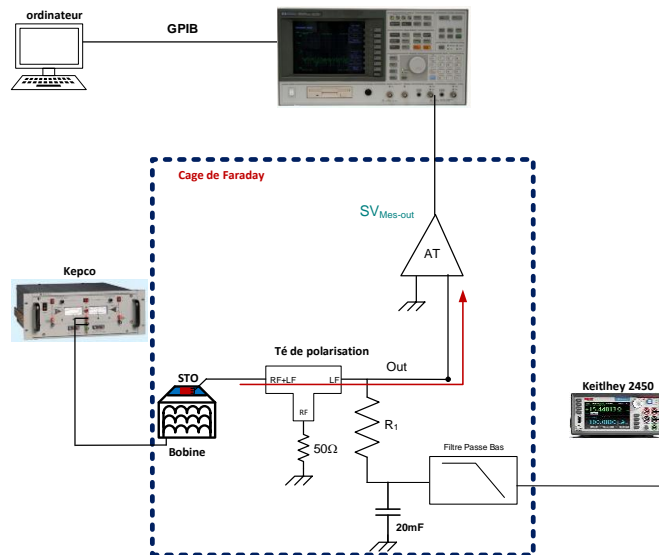


Figure 104 : Banc de mesure de bruit BF d'oscillateurs spintroniques.

Après avoir appliqué les différentes modifications sur le banc de mesure de bruit BF, des mesures ont été faites sur différents réticules de STO fabriquées par Hitachi et fournis par le laboratoire SPINTEC de Grenoble à différentes densités de courants et différents champs magnétiques.

Nous pouvons constater que, pour une même valeur absolue de courant et une même valeur absolue de champ, nous avons un même niveau de la DSP de bruit en courant comme le montre la Figure 105. Pour des courants de $\pm 50 \mu\text{A}$ et des champs magnétiques de $\pm 24\text{kA/m}$, le niveau de la DSP de bruit en courant varie de la même manière en fonction de la fréquence sur la bande $100 \text{ Hz} - 1 \text{ MHz}$. Le comportement est le même avec les résultats de mesure pour des courants de $\pm 100 \mu\text{A}$ et $\pm 200 \mu\text{A}$ et des champs magnétiques de $\pm 24\text{kA/m}$.

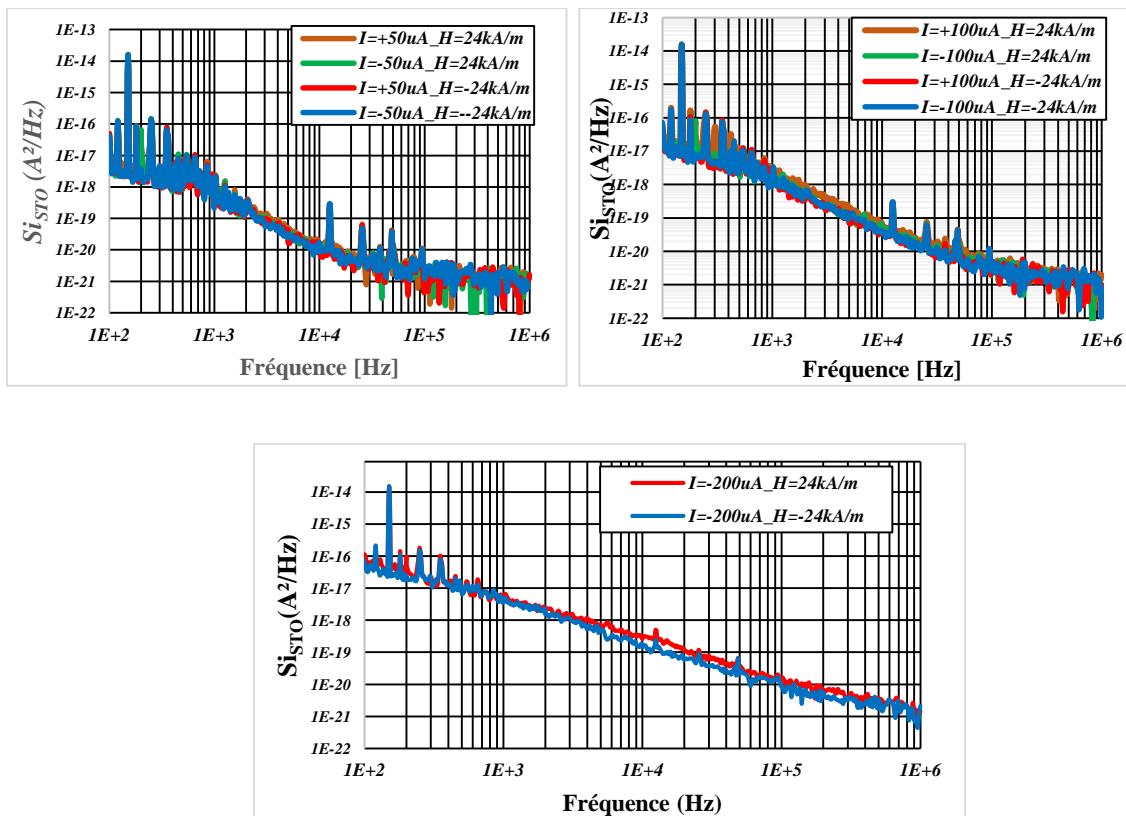


Figure 105 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF d'oscillateur à transfert Spin pour différents courants et champs magnétiques.

Nous avons comparé les mesures pour différents courants (50 μA , 100 μA , 200 μA) et un champ magnétique constant de 24kA/m, on remarque que le niveau de la DSP de bruit en courant augmente avec le courant (Figure 106)

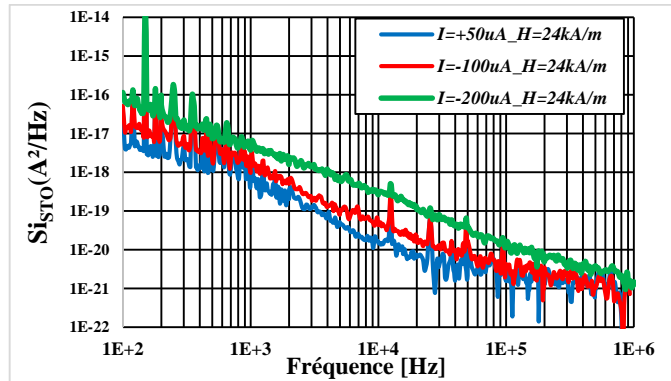


Figure 106 : Résultats de mesures de la DSP en courant de bruit BF d'oscillateur à transfert spin pour différents courants à champ magnétique constant.

Dans le but d'en savoir plus sur les types de bruit présents dans la mesure d'oscillateur à transfert de spin, le niveau de bruit de grenaille par l'équation (I.3) et le bruit thermique présent par l'équation (I.1) ont été calculés pour ce composant. Ce composant présente une impédance de 10 ohms, le Tableau 19 montre les différents niveaux de bruit calculés par rapport au courant appliqué et par rapport à l'impédance 10 ohms mesurée.

Courant [μA]	Résistance [ohms]	Bruit thermique [A^2/Hz]	Bruit shot [A^2/Hz]
50	10	1,66E-21	1.6E-23
100	10	1,66E-21	3.2E-23
200	10	1,66E-21	4.8E-23

Tableau 19 : Résultat de calcul du bruit thermique et du bruit de grenaille

Les résultats de mesure du bruit BF présentés dans la Figure 105 et la Figure 106 et les résultats des calculs du bruit thermique présentés dans le Tableau 19 montrent que les oscillateurs à transfert de Spin présentent deux types de bruit : le bruit en 1/f et le bruit

thermique. Les origines du bruit dans les oscillateurs à transfert spin est un sujet en cours d'étude.

L'intégration de la technologie à transfert Spin dans le domaine de l'électronique (oscillateur, transistor,...) va orienter les chercheurs et les scientifiques à découvrir cette technologie et faire des études plus détaillées (caractérisations et modélisations des composants à transfert de Spin) et des simulations physiques dans le but de connaître au mieux le fonctionnement de ce composant et de connaître l'origine du bruit BF.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le premier modèle non linéaire électrique de transistor développé par Ebers et Moll, qui nous a servi à développer le modèle électrique qui prend en compte les différentes sources de bruit BF.

Afin de valider la simulation physique faite dans le chapitre 2, nous avons réalisé une comparaison entre les résultats des mesures et de simulation 2-D du bruit BF dans un TBH InGaP/GaAs $1 \times 2 \times 30 \mu\text{m}^2$ de la fonderie UMS. Les courants ont été extraits en entrée et en sortie pour l'hétérojonction base-émetteur, la jonction base-collecteur et un TLM de base qui présente la résistance de base R_b . Cette comparaison nous a permis de valider la localisation des pièges dans le TBH InGaP/GaAs et de valider la localisation des deux défauts générant ce bruit GR dans la structure InGaP/GaAs. Les mesures de bruit basse fréquence du TBH InGaP/GaAs à différentes températures, en régime de fonctionnement linéaire révèlent la présence de pièges profonds et peu profonds (pièges accepteurs). Au-delà des différentes mesures réalisées à l'entrée et à la sortie de transistor à différentes température, nous avons tracé les courbes d'Arrhenius et nous avons extrait l'énergie d'activation des pièges.

Nous avons extrait les sources de bruit BF locales internes du transistor et nous avons retrouvé les valeurs des énergies d'activation et des sections de capture des pièges, validant à la fois aussi la localisation des sources de bruit dans le transistor physique et son modèle.

Nous avons ensuite réalisé différentes mesures des DSP de bruit sur des HEMT de technologie AlGaIn/GaN, des FET LDMOS, des BICMOS SiGe, en polarisant les composants à de fortes tensions.

Le banc de mesure de bruit BF a été modifié pour mesurer le bruit BF de dispositifs oscillateurs à transfert de spin.

Nous avons vérifié que l'utilisation de la bobine générant le champ magnétique ne perturbe pas la mesure. Grâce à une comparaison des mesures réalisées sur le transistor

InGaP/GaAs à une densité de courant de 1 kA/cm^2 en utilisant le support de table sous pointe puis en le remplaçant par la bobine.

Enfin, nous avons présenté les résultats des mesures de la DSP de bruit des différents transistors AlGaN/GaN et SiGe. Nous avons représenté les différents types des bruits présents en entrée et en sortie.

Conclusion générale

Ces travaux de thèse ont eu pour principal but de développer et mettre en œuvre les bancs expérimentaux de caractérisation du bruit BF, des composants semi-conducteur de différentes technologies en fonction de la température.

Ces outils de caractérisation se composent de trois bancs distincts :

Un banc de mesure de réseau I(V) utilise l'analyseur de paramètre des composants semi-conducteur B1500A. Ce banc permet de connaître la zone de fonctionnement des dispositifs à tester.

Un banc de mesure d'impédance BF. Ces mesures sont indispensables pour extraire les sources de courant de bruit aux accès du composant sous test. Ce banc est basé sur l'utilisation d'un AVR E5061B d'Agilent pour des mesures entre 5Hz et 3GHz.

Un banc de mesure de bruit BF jusqu'à 10MHz, fréquence limite imposée par l'Analyseur Vectoriel de Signal HP89410A. Ce banc utilise suivant les types de composants mesurés, le niveau de polarisation, etc.... des amplificateurs de tension ou transimpédance faible bruit.

Nous avons durant cette thèse développé un support thermique pour les dispositifs sous test et mis en œuvre une alimentation Keithley 2450 qui autorise des polarisations continues fortes tensions (200V) et forts courants (1A). Un filtre BF a également été réalisé pour éliminer l'influence des harmoniques du réseau EDF sur les mesures de bruit.

Afin de valider ces bancs, différentes technologies de composants ont été mesurés sur ce banc : des TBH InGaP/GaAs de la fonderie UMS, des HEMT GaN également de la fonderie UMS, mais aussi des fonderies QORVO et CREE, des FET LDMOS des fonderies QORVO et NXP et des transistors bipolaire BiCMOS de la fonderie QUBIC4 de NXP. Parmi les composants plus "exotiques" nous avons également caractérisé en bruit BF des nanopiliers de la fonderie HITACHI qui fonctionnent comme oscillateurs à transfert de Spin. Ces caractérisations, sont à notre connaissance les premières réalisées à ce jour.

Ce manuscrit a été divisé en trois chapitres.

Le premier nous a permis de décrire l'approche expérimentale choisie de mesure du bruit BF qui consiste à extraire les sources de courant de bruit aux accès du dispositif. Ensuite tous les bancs mise en œuvre ont été décrits.

Dans le deuxième chapitre nous avons insisté sur la caractérisation complète de la filière TBH InGaP/GaAs de la fonderie UMS qui avait été initiée par K.ABDELHADI lors de sa thèse dans le laboratoire. Il a mis au point des outils de simulations physiques du bruit GR assisté par pièges dans ces composants. Ses simulations ont permis de déterminer le bruit BF aux accès du composant à partir des données technologiques du transistor, des énergies d'activation et des sections de capture de pièges. A partir des mesures que nous avons réalisées, nous avons modélisé le bruit BF du transistor au moyen de deux sources locales internes. Grâce au tracé de la fonction d'Arrhenius de ces sources internes nous sommes remontés aux mêmes valeurs d'énergie d'activation et de section de capture que celle introduites dans le simulateur physique.

Dans le troisième chapitre présente les nombreuses mesures réalisées sur les différentes technologies de dispositifs.

Les perspectives offertes par ce travail sont nombreuses. D'un point de vue expérimental, l'automatisation entière du banc (température, alimentation,...) serait une approche primordiale pour sa facilité d'utilisation.

Ces mesures de bruit doivent, d'un point de vue plus fondamental nous permettre de mieux comprendre la génération du bruit BF dans les composants et par la même, d'améliorer les technologies.

Concernant les TBH, un grand pas en avant a été fait et nous connaissons aujourd'hui les zones internes du transistor où est généré le bruit GR assisté par piège.

Le même travail reste à faire aujourd'hui en priorité sur la technologie GaN qui est la technologie émergente pour ses performances en puissances mais pénalisée par les

problèmes de piège et dans le futur sur d'autres technologies qui ne manqueront pas d'apparaître.

Enfin la compréhension de l'origine de bruit en $1/f$ reste toujours d'actualité et toujours un sujet fondamental de recherche.

Bibliographie

- [1] J. B. JOHNSON, "Thermal agitation of electricity in conductors," *Physical Review*, vol. 32, pp. 97-109, July 1928.
- [2] H. NYQUIST, "Thermal agitation of electric charge in conductors," *Physical Review*, vol. 32, pp. 110-113, July 1928.
- [3] T. GONZALEZ, D. PARDO, L. VARANI and L. REGGIANI, "A microscope interpretation of hot-electron noise in Schottky barrier diodes," *Semiconductor Sciences and Technology*, vol. 9, pp. 580-583, May 1994.
- [4] C. DRAGONE, "Analysis of thermal and shot noise in pumped resistive diodes," *Bell Systems Technical Journal*, vol. 47, pp. 1883-1902, 1968.
- [5] C. HELD and A. KERR, "Conversion loss and noise of microwave and millimeterwave mixers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 49-55, February 1978.
- [6] J. M. PETANSIN, P. BALCO, R. ALABEDRA, T. DUCOURANT and B. ORSAL, "Etude des sources de bruit BF dans les diodes de commutation PIN à base de silicium amorphe hydrogéné," *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 1, no. 3, pp. 369-375, 15 MARCH 1998.
- [7] D. C. MURRAY, A. G. R. EVANS and J. C. CARTER, "Shallow defects responsible for G-R noise in MOSFETS," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 2, pp. 407-415, February 1991.
- [8] Y. DAI, "Generation-Recombination noise in bipolar transistors," *Microelectronics Reliability*, vol. 41, no. 6, pp. 919-925, MAY 2001.
- [9] F. HOOGE, "1/f noise sources," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1926-1945, November 1994.
- [10] L. VANDAMME, X. LI and D. RIGAUD, "1/f noise in MOS devices mobility or number fluctuations?," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 11, pp. 1936-1935, November 1994.
- [11] "<http://www.ti.com/lit/an/slva043b/slva043b.pdf>".
- [12] A. LISBOA DE SOUZA, J. ., NALLATAMBY, M. PRIGENT and J. OBREGON, "On the cyclostationary properties of the 1/f noise of microwave semiconductor devices," *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, pp. 1569-1572, June 2008.
- [13] C. CIOFI and B. NERI, "Low-frequency noise measurements as a characterization tool for degradation," *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 33, no. 21, pp. 199-216, November 2000.
- [14] M. BUCKINGHAM, *Noise in electronic devices and systems*, E. Horwood, 1983, p. 372.

- [15] A. AL HAJJAR, K. A. HADI, J.-C. NALLATAMBY and M. PRIGENT, "Low frequency noise of InGaP/GaAs HBT at high injection: A comprehensive analysis of base-collector, base-emitter junctions and base layer TLM," *Microwave Mediterranean Symposium*, pp. 1-4, 2013.
- [16] A. LISBOA DE SOUZA, J.-C. NALLATAMBY and M. PRIGENT, "Low-frequency noise measurements of bipolar devices under high dc current density: Whether transimpedance or voltage amplifiers," *European Microwave Integrated Circuits conference*, pp. 114-117, September 2006.
- [17] A. LYOUBI, *Métrieologie et modélisation du bruit basse fréquence dans les transistors à effet de champ : application à la CAO des sources dans les systèmes de communication*, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2002.
- [18] A. AL HAJJAR, J.-C. NALLATAMBY, M. PRIGENT and J.-C. JACQUET, "Characterization and simulation of traps in InGaP/GaAs HBT by GR noise analysis," pp. 5-8, 6-7 Octobre 2014.
- [19] K. A. HADI, *Simulations physiques du bruit basse fréquence stationnaire, dans les composants semi-conducteurs*, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2012.
- [20] A. VAPAILLE, "Physique des dispositifs à semi-conducteurs, 01: Electronique du silicium homogène," 1970.
- [21] W. SHOCKLEY and W. READ, "Statistics of the Recombinations of Holes and Electrons," *Physical Review*, vol. 87, no. 5, pp. 835-842, September 1952.
- [22] H. MATHIEU, «Physique des semiconducteurs et des composants électroniques,» 2004.
- [23] R. HALL, "Electron-Hole Recombination in Germanium," *Physical Review*, vol. 87, p. 387, 15 July 1952.
- [24] K. VAN VLIET and J. FASSETT, "Fluctuation Phenomena in Solids," *Ed. Academic Press: New York*, 1965.
- [25] F. BONANI and G. GHIONE, "Generation-Recombination noise modelling in semiconductor devices through population or approximate equivalent current density fluctuations," *Solid State Electronics*, vol. 43, no. 2, p. 285-295, February 1999.
- [26] F.-C. HOU, G. BOSMAN and M. E. LAW, "«Maximum Allowable Bulk Defect Density for Generation-Recombination Noise-Free Device Operation," *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 49, no. 11, pp. 2080-2082, November 2002.
- [27] G. GOMILA and L. REGGIANI, "Size effects on generation-recombination noise," *Applied Physics Letters*, vol. 81, no. 23, pp. 4380-4382, December 2002.
- [28] K. VAN VLIET, "Noise and Admittance of the Generation-Recombination Current Involving SRH Centers in the Space-Charge Region of Junction Devices," *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 23, no. 11, pp. 1236-1246, November 1976.
- [29] S. LAUX, "Techniques for small signal analysis of semiconductor devices," *IEEE trans. on Electron Devices*, vol. 32, no. 10, pp. 2028-2037, October 1985.
- [30] J. TEJADA, A. GODOY, J. CARCELLER and J. VILLANUEVA, "Effects of oxygen-related defects on the electrical and thermal behavior of n+-p junction," *Journal of applied Physics*, vol. 95, no. 2, pp. 561-570, January 2004.

- [31] K. CHERKAOUI, M. E. MURTAGH, P. V. KELLY, G. M. CREAN, S. CASSETTE, S. L. DELAGE and S. W. BLAND, "Defect study of GaInP/GaAs based heterojunction bipolar transistor emitter layer," *Journal of applied physics*, vol. 92, no. 5, pp. 2803-2806, September 2002.
- [32] A. MITONNEAU, A. MIRCEA, G. MARTIN and D. PONS, "Electron and hole capture cross-sections at deep centers in gallium arsenide," *Revue de physique appliquée*, vol. 14, no. 10, pp. 853-861, Octobre 1979.
- [33] J. H. KIM and J. SONG, "Characterization of Low-Frequency Noise Behavior of MBE-Grown InGaP/InGaAs p-HEMTs," *Journal of the Korean Physical Society*, vol. 38, no. 2, pp. 142-145, February 2001.
- [34] K. K. HORIO and H. YANA, "Numerical Modeling of Heterojunctions including the Thermionic Emission Mechanism at the Heterojunction Interface," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 37, no. 4, pp. 1093-1098, April 1990.
- [35] S. JAIN and D. ROULSTON, "A simple expression for band gap narrowing (BGN) in heavily doped Si, Ge, GaAs and $GexSi_{1-x}$ strained layers," *Solid-State Electronics*, vol. 34, pp. 453-465, May 1991.
- [36] J. BARNES, R. R.J. LOMAX and G. HADDAD, "Finite element simulation of GaAs MESFET's with lateral doping profiles and submicron gates," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 23, pp. 1042-1048, September 1976.
- [37] F. HOOGE, "1/f noise is no surface effect," *Physics Letters*, vol. 29, pp. 139-140, April 1969.
- [38] J. C. NALLATAMBY, M. PRIGENT, M. CAMIADE, A. SION, C. GOURDON and J. OBREGON, "An advanced low-frequency noise model of GaInP-GaAs HBT for accurate prediction of phase noise in oscillators," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 5, pp. 1601-1612, May 2005.
- [39] J. EBERS and J. MOLL, "Large-signal behaviour of junction transistors," *proceedings of the IRE*, vol. 42, pp. 1761-1772, December 1954.
- [40] S. LAURENT, Caractérisation et modélisation de transistors TBDH en technologie InP/GaAsSb/InP en vue de la conception et la réalisation d'un oscillateur MMIC en bande Ka, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2010.
- [41] E. DUPOUY, Etude et réalisation d'un oscillateur bande X, contrôlé en tension, à varactor MEMS, pour application spatiale, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, N°5-2009.
- [42] http://www.rfmd.com/store/downloads/dl/file/id/29015/rfha3942_data_sheet.pdf.
- [43] <http://www.cree.com/~media/Files/Cree/RF/Data%20Sheets/CGH40035.pdf>.
- [44] <http://www.microwavejournal.com/ext/resources/pdf-downloads/IMS/GaN-Panel-session-UMS.pdf>.
- [45] http://www.ums-gaas.com/telechargement.php?id_page=0-42-19-146&file=CHK025A_SOA_Full_3021.pdf.
- [46] <<http://www.ampleon.com/documents/data-sheet/BLF642.pdf>>.
- [47] J. SLONCZEWSKI, "Current-driven excitation of magnetic multilayers," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 159, pp. L1-L7, June 1996.

- [48] L. BERGER, "Current-induced oscillations of a Bloch wall in magnetic thin films," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 162, pp. 155-161, 2 September 1996.
- [49] O. SOW, «Analyse et modélisation des oscillateurs à transfert de spin,» Brive la gaillarde, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, à paraître.

Congrès

- 1) Khaled Abdelhadi, Ahmad Al Hajjar ,Jean-Christophe Nallatamby, Jean-Claude Jacquet, Sylvain Delage ,Michel Prigent ,Didier Floriot ,“*Méthode rigoureuse de simulation du bruit GR assisté par piège dans les composants semi-conducteurs:Application à des TBH en technologie GaInP/GaAs*”, 18^{ème} Journées Nationales Microondes, Mai 2013, Paris, France.
- 2) Khaled Abdelhadi , Ahmad Al Hajjar , Jean-Christophe Nallatamby , Jean-Claude Jacquet, Sylvain Delage , Michel Prigent , Didier Floriot , “*A comparison of 2-D simulations and measurements of low frequency noise on InGaP/GaAs HBT transistors at low and high level injection*”, 22th International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF), June 2013, Montpellier, France.
- 3) Ahmad Al Hajjar , Khaled Abdelhadi , Jean-Christophe Nallatamby, Michel Prigent, “*Low frequency noise of InGaP/GaAs HBT at high injection: A comprehensive analysis of base-collector, base-emitter junctions and base layer TLM*”, 13th international conference on Mediterranean Microwave Symposium (MMS), September, 2013, Lebanon.
- 4) Ahmad Al Hajjar ,Jean-Christophe Nallatamby , Michel Prigent, “*Comprehensive analysis of traps in InGaP/GaAs HBT by GR noise*” 10th Conference on Ph.D. Research In Microelectronics and Electronics (PRIME), Grenoble, France, July 2014.“**Gold Leaf Certificate**”.
- 5) Ahmad Al Hajjar ,Jean-Christophe Nallatamby , Michel Prigent, Jean-Claude Jacquet, “*Characterization and simulation of traps in InGaP/GaAs HBT by GR noise analysis*”,9th international conference on European Microwave Integrated Circuit Conference (EuMIC), Rome, Italy, October 2014 . **Nominated for the list of the EuMIC Young Engineer Prize 2014**“**Certificate of Recognition**”.
- 6) Jean-Christophe Nallatamby, Ahmad Al Hajjar, Sylvain Laurent, Michel Prigent “*Location and origin of traps in InGaP-GaAs by GR noise measurement and simulation*” International Microwave and RF Conference (IMaRC), Bangalore, India, September 2014.
- 7) A. AL HAJJAR, S. LAURENT, J.-C. NALLATAMBY, M. PRIGENT, “*Analyse du bruit GR dû aux pièges dans le TBH InGaP/GaAs par simulation physique du composant et mesures du bruit BF*” 19^{ème} Journées Nationales Microondes, Juin 2015, bordeaux, France.

Résumé

Ce travail présente le développement d'un banc de mesure thermique, pour la mesure : de réseaux I (V), d'impédance basse fréquence et de bruit basse fréquence des composants semi-conducteurs. Le banc de mesure de bruit BF est composé d'un amplificateur de tension faible bruit, d'un amplificateur transimpédance, d'un analyseur FFT et d'un support thermique. Ce banc a permis d'extraire les sources de bruit en courants équivalentes aux accès du transistor pour différentes densités de courant et à différentes températures. Dans le but de calculer l'énergie d'activation et la section de capture des pièges grâce à la localisation des fréquences de coupures de bruit GR dans la technologie du TBH InGaP/GaAs.

Dans un deuxième temps, nous avons étudié le bruit basse fréquence dans le transistor InGaP/GaAs et les jonctions base émetteur, base collecteur et la résistance TLM par le moyen de simulation physique et de mesure de densité spectrale de puissance de bruit basse fréquence. Grâce à ces mesures, nous avons pu extraire les sources de bruit internes locales commandées et non commandées. Cette extraction nous a permis de calculer les énergies d'activations, les sections de capture et de valider la simulation physique.

Mots clés : Bruit basse fréquence, impédance basse fréquence, composants semi-conducteurs, pièges, énergie d'activation, Synopsys Sentaurus, simulation physique, TBH, HEMT, CMOS, BiCMOS, LDMOS.

Abstract

This work presents the development of a thermal test bench for I (V) characteristics, for low frequency impedance and for low frequency noise of semiconductor components. This thermal bench for low frequency noise measurement is composed of a low-noise voltage amplifier, a low-noise transimpedance amplifier, an FFT vector signal analyzer and a thermal chuck. This measurement bench has allowed to extract the current noise sources equivalent to the access transistor at different current densities and at different

temperatures. In order to calculate the activation energy and the capture cross section of traps thanks to the localization of the cutoff frequency of GR noise in HBT InGaP / GaAs technology.

Secondly, we studied the low frequency noise in the transistor InGaP / GaAs and the different junctions: emitter base, collector base and the base represented by the TLM resistance using physical simulations and measurements of low-frequency noise power spectrum density. Using these measurements, we extract the controlled and not controlled local internal noise sources. The extraction has allowed us to calculate the activation energy, the capture cross sections and validate the physical simulation.

Keywords: low frequency noise, low frequency impedance, semiconductor components, traps, activation energy, Synopsys Sentaurus, physical simulation, HBT, HEMT, CMOS, BiCMOS, LDMOS.