LE BRUIT DE FOND ÉLECTRIQUE DANS LES COMPOSANTS ACTIFS, CIRCUITS ET SYSTÈMES DES HAUTES FRÉQUENCES : DES CAUSES VERS LES EFFETS

Jean-Guy Tartarin

▶ **To cite this version:**

Jean-Guy Tartarin. LE BRUIT DE FOND ÉLECTRIQUE DANS LES COMPOSANTS ACTIFS, CIRCUITS ET SYSTÈMES DES HAUTES FRÉQUENCES : DES CAUSES VERS LES EFFETS. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2009. tel-00539034

HAL Id: tel-00539034

https://theses.hal.science/tel-00539034

Submitted on 23 Nov 2010

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.

HABILITATION
À DIRIGER DES RECHERCHES

Délivrée par l'Université Paul Sabatier – Toulouse III

Discipline ou spécialité : Microondes, Électromagnétisme et Optoélectronique

---

Présentée et soutenue par Jean-Guy TARTARIN
le 8 décembre 2009

LE BRUIT DE FOND ÉLECTRIQUE DANS LES COMPOSANTS ACTIFS, CIRCUITS ET SYSTÈMES DES HAUTES FRÉQUENCES : DES CAUSES VERS LES EFFETS

RAPPORTEURS

P. CROZAT
F. DANNEVILLE
Y. DEVAL

EXAMINATEURS

J.L. CAZAUX
J. DAVID

MENTOR

J. GRAFFEUIL

Ecole doctorale : GEET
Unité de recherche : LAAS-CNRS, groupe MOST

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au sein du LAAS-CNRS de Toulouse (Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes), et plus précisément dans le groupe qui a successivement porté les dénominations CCM (Composants et Circuits Microondes), CISHT (Composants et Intégration de Systèmes Hyperfréquences pour les Télécommunications), puis MOST (Microondes et Optomicroondes pour Systèmes de Télécommunications). Je tiens à remercier les directeurs successifs du laboratoire, Mrs A. Coste, J.C. Laprie, M. Ghallab, R. Chatila et désormais J.L. Sanchez pour m'avoir permis de mener mes activités de recherche au sein de leur établissement.

J'adresse mes sincères remerciements à tous les membres du jury. Messieurs Paul Crozat, Professeur à l'Université de Paris-Sud, François Danneville, Professeur à l'Université de Lille et Yann Deval, Professeur à l'Université de Bordeaux m'ont fait l'honneur de consacrer du temps pour juger ces travaux en leur qualité de rapporteurs, malgré les nombreuses responsabilités dont ils ont la charge : qu'ils trouvent en ces lignes le témoignage de toute ma gratitude et de mon amitié. Jean-Louis Cazaux, responsable du service Études Avancées Hyperfréquences à Thales Alenia Space, a doublement apporté sa contribution à ces travaux en qualité d'examinateur, et en tant que partenaire industriel fidèle : je salue ici le scientifique averti, tout comme le fervent supporter d'ovalie. Je remercie Jacques David de m'avoir fait l'amitié de présider ce Jury : en ayant travaillé à ses cotés sur les systèmes de transmissions sans fil, j'ai pu apprécier ses qualités scientifiques et humaines qui ont été déterminantes lors de notre collaboration. Enfin, je tiens à apporter des remerciements chaleureux à celui qui fut successivement mon Professeur, le responsable de l'équipe de recherche que j'ai intégrée et finalement mon mentor pour les travaux présentés dans ce manuscrit : Jacques Graffeuil a eu un impact déterminant sur mes choix de carrière.

Les travaux évoqués dans ce mémoire s'étendent sur plus de douze années de recherches durant lesquelles nous avons partagé des préoccupations scientifiques avec de nombreux partenaires, collègues ou étudiants-doctorants. Laurent Escotte m'a initié aux mystères du bruit haute-fréquence, et je le remercie une nouvelle fois de m'avoir dirigé durant mes travaux de thèse : nos activités de recherche continuent régulièrement de suivre des sentiers communs. Thierry Parra a apporté sa contribution éclairée en conception de circuits, tout comme Michel Gayral qui m'a formé à l'apprentissage de la CAO et à l'égard de qui je conserve une pensée émue. Enfin, Olivier Llopis, responsable actuel de l'équipe MOST, Éric Tournier et Christophe Viallon partagent au quotidien mes préoccupations scientifiques en journée, et gastronomiques à midi ! Je les remercie tous de rester garants de l'excellente ambiance qui règne au sein du groupe. Robert Plana a également suivi nos travaux lors de l'épopée commune CCM et CISHT, et a facilité l'une de mes multiples réorientations thématiques, celle vers la métrologie du bruit basse-fréquence. Laurent Bary continue d'apporter sa contribution technique sur ces activités ; le savoir faire de Jacques Rayssac a également été déterminant lors de la réalisation des divers montages.

Enfin, je remercie tous les stagiaires et doctorants présents et passés qu'il m'est impossible de recenser ici. Je me limiterai à ceux que j'ai personnellement suivis, et qui ont posé les pierres angulaires des activités déclinées selon les axes composants, circuits et systèmes : Wah Wong a ouvert la voie sur la conception de circuits MMIC, suivie quelques années plus tard par Rémi Corbière, grand pourvoyeur de brevets. Geoffroy Soubercaze-Pun a pour sa part exploré les multiples facettes des premières filières de composants GaN. Guilhem Astre a continué sur ses traces en étudiant l'origine des mécanismes de dégradation des dispositifs à effet de champ : cette tâche ardue est maintenant dévolue à son successeur Serge Karboyan à qui je souhaite autant de réussite qu'à ses prédécesseurs. Enfin, les travaux

ambitieux de Mohamed Cheikh, que j'ai co-encadrés avec Jacques David, m'ont permis de diversifier mes activités en abordant les aspects communications RF sans fil des systèmes embarqués. S'ajoutent aussi à la liste d'autres stagiaires de Master (outre ceux déjà cités ci-dessus), Gilles Cibiel (M2R), Rolland Gronmaier (stagiaire Erasmus - Allemagne), Emanuele Baldini (Stagiaire Erasmus - Italie), Jean-Laurent Grondin (M2R) et Nhan Tran (M2P).

Ce document synthétise exclusivement la partie recherche de mes activités, néanmoins je veux souligner ici l'équilibre que m'apporte ma tâche d'enseignant à l'Université : il est indiscutable que ce rapport ne serait pas le même sans l'ouverture et le recul que m'autorisent mes activités d'enseignant. J'élargis donc mes remerciements à tous mes amis et collègues du LAAS et de l'Université Paul Sabatier, des laboratoires en France et à l'étranger avec qui j'ai pu échanger : ils sauront tous se reconnaitre !

Enfin, la qualité des personnels des services techniques et administratifs favorise grandement l'efficacité de notre travail au quotidien : je remercie particulièrement le service Documentation-Édition, le service Magasin et les Services des Relations Contractuelles et Partenariales.

Je ne pourrais clore cette page de remerciements sans évoquer la présence de mes amis, parents ou autres curieux qui ont assisté à l'exercice oral de cette habilitation. Sur un engagement à plus long terme, je veux ici remercier ceux qui m'apportent tant au quotidien et qui ont également facilité mon investissement sur la rédaction de ce document au détriment de leurs vacances : mes fils Killian et Matthias, et ma douce Isabelle sont une source d'énergie renouvelable dans laquelle je puise sans réserve !

SOMMAIRE

Introduction.....1

Chapitre 1 : caractérisation et modélisation électrique et en bruit de composants HF……...9

1.1 Métrologie du bruit……10

1.1.1 Le bruit Basse Fréquence……..11

1.1.2 Le bruit de phase……...15

1.1.3 Le bruit haute fréquence en régime de fonctionnement linéaire……...16

1.1.4 Le bruit haute fréquence en régime de fonctionnement non-linéaire……18

1.2 Les TBH en technologie III-V : performances et fiabilité……...……19

1.2.1 Performances électriques et en bruit HF……...19

1.2.2 Fiabilité des TBH GaInP/GaAs : rôle de l'hydrogène et de la passivation…...21

1.3 Les TBH Si/SiGe : optimisation d'un procédé faible bruit HF BiCMOS……..….22

1.3.1 Performances dynamiques et en bruit HF…….23

1.3.2 Fiabilité des TBH SiGe : porteurs chauds et radiations ionisantes……...28

1.4 HEMT AlGaN/GaN : études de dispositifs sur substrats Si, SiC et Al_2O_3…….....30

1.4.1 Comparaison des différents substrats : Al_2O_3, Si et SiC……...33

1.4.2 HEMT sur substrat SiC…….38

1.4.3 HEMT sur substrat Si……41

1.4.4 HEMT sur substrat Al_2O_3……..43

1.5 Conclusions……..……...47

Chapitre 2 : conception de circuits faible bruit en bande X et en bande K……...57

2.1 L'amplification faible bruit……..……...58

2.1.1 VLNA hybride en bande X……58

2.1.2 LNA intégré BiCMOS en bande K……...61

2.2 La synthèse de fréquence à faible bruit de phase……...……..64

2.2.1 Théorie et outils de CAO principaux…….66

2.2.2 Simulation des conditions d'oscillation des OUS (oscillateur ultra stable)…..71

2.2.3 Les circuits MMIC : conception d'OCT et autres circuits intégrés……...74

2.2.4 Oscillateur hybride GaN de forte puissance en bande X……...91

2.3 Conclusions……...……...96

Chapitre 3 : le bruit dans les systèmes de transmission……..105

3.1 L'émission-réception intégrée pour systèmes de communications : étude de 'transceivers'……..……...106

3.1.1 Étude d'un émetteur-récepteur de communication satellite, segment sol…...108

3.1.2 Simulation de la dégradation du facteur de bruit d'un transceiver……..109

3.2 Communication dans les systèmes embarqués automobiles : optimisation de la transmission de protocole dans un système complexe……..……110

3.2.1 Le contexte d'un TPMS (Tire Pressure Monitoring System)……..111

3.2.2 L'émetteur : modélisation de la source……...113

3.2.3 Le récepteur : mises en œuvre de stratégies de diversité pour améliorer la réception……..116

3.2.4 Optimisation du protocole BF transmis……...124

3.2.5 La simulation électromagnétique des systèmes embarqués ……...126

3.3 Conclusions……131

Conclusions et perspectives : 135

INTRODUCTION

Introduction

A l'instar de la vie biologique terrestre qui a subi de nombreuses évolutions et disparitions plus ou moins brutales tout au long de son histoire, les technologies des systèmes de communication sans fil ont également connu des transformations souvent progressives, parfois radicales. La diversité des technologies, et les panachages qui en résultent, assurent les concepteurs systèmes d'un véritable réservoir de solutions techniques pour concevoir des modules communicants plus performants, plus autonomes, ou encore plus intégrés, voire reconfigurables. Parmi cette multitude de filières technologiques qui ont vu le jour, certaines se distinguent par la spécificité de leurs applications : la filière 'historique' silicium conserve son marché essentiellement sur les fonctions numériques à faible débit, et quelques rares applications analogiques ; toutefois, le faible coût de production du silicium reste un argument majeur dans la stratégie de développement de ces technologies, et la réduction des tailles positionne les transistors CMOS sur des applications dans le spectre des ondes millimétriques (systèmes radio en bande libre 60 GHz en technologies 90nm, 65nm ou 45nm). La montée en fréquence a été initialement rendue possible grâce à la maîtrise des hétérostructures de type III-V, qui tiennent encore un rôle essentiel dans le développement des applications des fréquences des micro-ondes, des ondes millimétriques et au-delà (optoélectronique et spin-tronique vers le Tera-Hertz). Dans ces évolutions des technologies, de leur genèse jusqu'à leurs multiples filiations, il en est qui ont disparu au stade précoce de la recherche en laboratoire faute de trouver leur vocation applicative ; d'autres ont ouvert de nouvelles perspectives pour la montée en fréquence ou en puissance, avant d'être supplantées par des générations plus performantes, voire par de véritables ruptures technologiques. La percée des hétérostructures IV-IV, par le biais de l'introduction du germanium dans les technologies silicium, a profondément bouleversé le paysage des hautes fréquences en ouvrant de nouvelles perspectives d'applications fortement intégrées et faible coût. L'apparition et le développement des structures à grande bande interdite SiC et GaN donnent accès à des dispositifs microélectroniques de très forte puissance à basse comme à haute fréquence, qui proposent des niveaux de performances électriques inexistants jusqu'alors à l'état solide. Aussi, les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans ce paysage 'poly-technologique', au travers d'études sur les composants et de conceptions de circuits faible bruit : nous évoquerons principalement nos activités concernant une technologie hautement intégrée BiCMOS SiGe, ou encore en technologie de forte puissance GaN.

Ce manuscrit s'articule autour d'une préoccupation permanente, le bruit, qui sera abordé dans chacun des trois chapitres déclinés respectivement selon une approche 'composant actif', 'circuit actif' puis 'système'. En nous appuyant sur l'expertise reconnue de notre groupe de recherche sur les aspects d'étude du bruit de fond dans les dispositifs des hautes fréquences, chacun de ces trois axes d'exploration donne lieu à des analyses spécifiques en bruit. Nous privilégions ainsi dans nos recherches, comme dans ce rapport, une approche transverse liant la technologie au système. Si beaucoup défendent encore la primauté des technologies sur les systèmes dans une approche qualifiée de 'bottom-up', d'autres leur opposent une politique système motivant la recherche technologique dans une vision 'top-down'. L'approche alternée entre « bottom-up » et « top-down » nous semble mieux correspondre aux interactions qu'entretiennent les technologues et les systémiers : ces relations varient au gré des besoins et opportunités liés aux marchés émergeants d'un coté (top-down), ou aux recherches avancées sur les matériaux d'un autre (bottom-up). Nous allons nous appliquer à mettre en évidence cette nécessité de transversalité entre technologie et système, qui donne le fil conducteur (ou canal de transmission pour les spécialistes des télécommunications !) de nos recherches de ces dernières années. Cette conviction ne se limite pas seulement au cadre de l'activité de recherche, puisque je participe depuis mon intégration dans le corps universitaire à des enseignements magistraux et pratiques qui couvrent les champs disciplinaires de la technologie, des circuits actifs et des systèmes complexes jusqu'aux bilans de liaisons.

Le premier chapitre évoque nos activités de modélisation électrique et en bruit sur des filières bipolaires III-V et BiCMOS réalisées à la fin des années 90, et sur des filières encore en phase de maturation à l'heure actuelle (technologies à grande bande interdite GaN). Dans ce chapitre, nous développons différentes techniques d'investigation sur la nature électrique des composants, et leur amélioration technologique. L'étude de la filière BiCMOS SiGe de ST-Microelectronics se base sur une technique de modélisation petit-signal et en bruit qui nous permet de comparer différents lots de composants présentant des variantes technologiques, en vue de la définition d'un procédé standard faible bruit (désormais connu en tant que BiCMOS6G). Des études de bruit basse-fréquence sont également menées pour l'analyse de la fiabilité d'une autre filière BiCMOS SiGe (SiGe-Microsystems). L'étude de la filière GaN (TIGER et UMS) se positionne quant à elle au niveau de l'exploration microscopique des défauts, et nous utilisons la métrologie du bruit basse fréquence et la simulation physique comme supports principaux d'investigation. Dans chacune des filières

explorées, des modèles électriques linéaires ou non-linéaires des transistors sont développés, avec les sources de bruit associées, en fonction d'applications spécifiques visées.

Dans le second chapitre, nous abordons les aspects de conception de circuits faible bruit. Il s'agit d'une part de démontrer le potentiel 'faible bruit' des technologies BiCMOS et GaN évoquées précédemment, mais également de proposer des méthodes de conception originales en s'appuyant sur la connaissance du comportement en bruit des dispositifs. Des démonstrateurs intégrés (MMIC) ou hybrides tels que des oscillateurs accordés ou fixes à faible bruit de phase, des amplificateurs à faible bruit, ou encore des atténuateurs programmables et diviseurs fractionnaires viennent illustrer nos activités dans ce domaine.

Enfin, le troisième chapitre, relatif aux systèmes, représente un volet beaucoup plus récent de nos activités. Des études sur des modules de réception de liaisons satellites (constellation Skybridge développée par Alcatel Space Industry, devenu Thales Alenia Space) et d'études prospectives de modules d'émission-réception miniaturisés (EADS Launch Vehicles) sont évoquées pour illustrer les applications spatiales. L'analyse des liaisons RF dans les systèmes embarqués automobiles amorce une approche système plus exhaustive : le cas d'une liaison sans fil TPMS (Tire Pressure Monitoring System) est ainsi développé sur les aspects d'optimisation des protocoles de codes, de modélisation de la source et du récepteur et d'analyse de bilans de liaison S/N, dans le cadre d'une collaboration avec Continental.

CHAPITRE 1

CARACTÉRISATION ET MODÉLISATION ÉLECTRIQUE ET EN BRUIT DE COMPOSANTS HF

1 Caractérisation et modélisation électrique et en bruit de composants HF

La caractérisation et la modélisation électrique et en bruit des dispositifs actifs représentent une discipline de recherche qui se situe à l'interface entre l'amélioration technologique et la conception de circuits. En effet, la mesure des performances électriques d'un composant et le modèle électrique qui en découle permettent une perception plus fine des limitations intrinsèques d'une technologie : le concepteur de circuits peut ainsi utiliser au mieux un composant pour répondre au cahier des charges qui lui est imposé (choix des dimensions et de la polarisation du composant, mise en œuvre d'une topologie conventionnelle ou originale adaptée au contexte). Pour sa part, le technologue trouvera dans de tels modèles la possibilité de gérer les liens électriques et physiques qui régissent le fonctionnement des dispositifs qu'il conçoit. Selon la qualité et le fondement des équations sur lesquels le modèle est établi, une telle approche peut autoriser une analyse jusqu'à l'échelle du matériau en vue de l'amélioration technologique (effet du dopage, des dimensions latérales et verticales…). Il est évident que la qualité d'un modèle électrique impacte fortement son domaine d'utilisation pour établir les compromis technologiques coté fondeur, ou pour appréhender simultanément un ensemble de performances électriques et en bruit coté concepteur.

Deux approches se dégagent lors de la mise en œuvre de modèles électriques et en bruit : les modèles linéaires (et sources de bruit HF en régime linéaire) sont majoritairement utilisés pour les conceptions de fonctions bas niveaux telles que celles relatives à l'amplification faible bruit (Low Noise Amplifier, LNA), tandis que les modèles non-linéaires (et éventuellement sources de bruit BF) sont dédiés aux réalisations d'oscillateurs, mélangeurs, et autres amplificateurs de puissance. Bien entendu, la disponibilité simultanée des deux modèles permet par exemple de vérifier la dynamique des signaux d'un amplificateur de type LNA en utilisant un modèle à fort signal pour évaluer sa compression et ses intermodes. A l'inverse, les simulations précises bas niveaux sont indispensables pour valider les conditions d'oscillation (de type oscillateur ultra stable aux moyennes fréquences, tout comme pour les oscillateurs des hautes fréquences). De par les spécificités de chacun des modèles, il est délicat d'obtenir des résultats bas niveau précis à partir d'un modèle non-

linéaire, *a fortiori* aux hautes fréquences où la source commandée du transistor est sensiblement affectée par les conversions liées aux rajouts successifs d'éléments parasites.

De nombreux modèles sont disponibles dans les bibliothèques de composants des outils de simulation (Cadence, ADS, …), mais sont généralement inaptes à traduire de manière fiable le comportement électrique des dispositifs issus de technologies émergeantes. Il est alors nécessaire de développer des modèles spécifiques forts ou faibles signaux, en fonction des applications visées.

Les travaux présentés portent principalement sur deux technologies : une technologie intégrée BiCMOS SiGe développée par ST-Microelectronics, et une filière de composants à large bande interdite GaN initialement développée par Thales Research Technology (TRT) et l'IEMN, et transférée à UMS (United Monolithic Semiconductors, Orsay). Nous aborderons l'aspect de modélisation petit signal et en bruit de transistors bipolaires à hétérojonction (TBH) en vue de l'optimisation et de la définition d'un procédé de fabrication BiCMOS faible bruit HF. Le dernier paragraphe est consacré à l'étude de dispositifs à effet de champ de type HEMT (High Electron Mobility Transistor) AlGaN/GaN, notamment par le biais de mesures de bruit basse-fréquence et de modélisation fort signal. Ces études s'appuient sur l'expérience acquise par le groupe MOST au cours des dernières décennies notamment sur les aspects de métrologie du bruit, des basses fréquences jusqu'aux fréquences millimétriques (bruit BF et MF, bruit HF en régime de fonctionnement linéaire et non-linéaire, bruit de phase et bruit de phase résiduel). Nous présenterons donc dans un premier temps les différents moyens expérimentaux disponibles pour caractériser le bruit des composants.

1.1 Métrologie du bruit

Le groupe « Micro-ondes », fondé au LAAS sous l'impulsion de J. Graffeuil au début des années 80, a notamment axé son expertise sur la mesure et l'analyse du bruit BF des composants qui existait depuis 1968 et qui a été étendue aux hautes fréquences. L'équipe s'est ensuite engagée dans la conception de circuits avancés micro-ondes. Depuis, le laboratoire dispose d'un large éventail de bancs expérimentaux de mesure du bruit (en bande de base et en modulation) développés en interne pour la plupart, qui couvrent une gamme étendue de fréquence (1Hz-70MHz & 1GHz-40GHz) et de température (-60°C +200°C) en mesure sous pointes ou en conditionnement boîtier [1]. Nous verrons, tout au long des trois chapitres de ce document, que la terminologie de bruit peut véhiculer plusieurs aspects : si au niveau des composants et des circuits, le bruit est considéré comme une fluctuation aléatoire spontanée d'une grandeur électrique [2] [3], au niveau des systèmes le bruit inclut également les autres

sources de signaux indésirables (bruit externe naturel, signaux d'interférences parasites du type brouillage intentionnel ou non, échos ou trajets multiples, …). Dans les deux premiers chapitres consacrés aux composants et aux circuits, nous parlerons ainsi de bruit de fond électrique des technologies au travers de l'étude des sources de bruit et de leur conversion, tandis que dans le troisième chapitre, consacré aux systèmes, nous intègrerons sous le label bruit toutes les perturbations externes terrestres (contexte des systèmes embarqués) et extra-terrestres (communications spatiales). Quelle que soit l'origine du bruit, il est indispensable de quantifier les grandeurs électriques de ces fluctuations par la mesure pour en appréhender leur nature, les modéliser et intégrer leur contribution à la qualité globale d'une liaison. En filigrane de la transversalité de nos travaux, cette relation de causalité du bruit représente un aspect crucial de la réalité industrielle de conception des systèmes électroniques.

1.1.1 Le bruit Basse Fréquence

Le bruit basse-fréquence (ou bruit BF) est un terme sous lequel se regroupent les sources de bruit de fond dites en excès, décelables à basse fréquence dans les volumes, les surfaces ou les interfaces de matériaux semi-conducteurs ou métalliques. Ces différentes sources peuvent se manifester sous différentes signatures électriques qui dépendent de la fréquence :

● l'une est inversement proportionnelle à la fréquence : elle est appelée bruit de scintillation (« flicker noise ») ou bruit en 1/f, et sa densité spectrale de puissance se caractérise par une évolution en C/f^{γ}, γ (proche de 1) étant appelé 'index de fréquence' tandis que le coefficient C traduit le niveau de bruit de la source. Dans un semi-conducteur, le bruit en 1/f est lié à un passage de courant qui engendre une fluctuation de la résistivité du matériau : de ce fait C dépend du courant ce qui confère un caractère non linéaire à cette source de bruit. Pour expliquer l'origine de ce bruit, deux théories continuent encore de faire débat, l'une en faveur de fluctuations du nombre de porteurs impliquant un grand nombre de processus de génération-recombinaison [4][5] et l'autre prônant plutôt une fluctuation de la mobilité des porteurs [6]. Si ces théories font l'objet de nombreuses études depuis plus d'un demi-siècle, aucune n'a cependant réussi à fédérer les spécialistes du domaine et le débat reste d'actualité [7][8].

● la seconde manifestation électrique non-linéaire répond à une signature de type Lorentzien. Elle est souvent appelée bruit de génération recombinaison (ou bruit GR) car produite par des phénomènes de piégeage-dépiégeage sur des centres profonds, et possède une densité spectrale de puissance dont les évolutions avec la fréquence satisfont à l'équation :

$$S_{GR} = \frac{K_{GR}}{1+\left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \qquad \textbf{Eq. 1}$$

en considérant f comme étant la fréquence et K_{GR} un coefficient d'amplitude. La fréquence de coupure f_c est liée à une constante de temps soit de relaxation (ou émission τ_e), soit de piégeage (ou capture τ_c), soit de processus alterné ($\tau = \frac{\tau_e \tau_c}{\tau_e + \tau_c}$). K_{GR} et f_c dépendent du courant ce qui explique pourquoi cette source est non-linéaire. Cette modélisation du bruit par un centre de GR est notamment mise à profit dans la théorie développée par Mc Worther [4] : le bruit en 1/f peut être produit par une série discrète de centres de GR dans le cas où les états localisés de piégeage-dépiégeage sont largement distribués en énergie et totalement indépendants les uns des autres [9][10].

- d'autres sources de bruit peuvent se manifester à basse fréquence : le bruit des télégraphistes, ou bruit RTS (random telegraph signal noise), se comporte également comme un processus Lorentzien. Il se distingue toutefois des mécanismes de GR décrits plus haut par le fait qu'il est maintenant produit non plus par un ensemble de pièges, mais par un piège unique qui est responsable de la génération d'impulsions aléatoires discrètes et de hauteurs sensiblement constantes discriminables à l'aide d'un oscilloscope. Certains auteurs placent également dans cette catégorie des impulsions multi-niveaux.

Dans la suite de nos travaux, seules les deux premières catégories de bruit ont été identifiées. Les moyens expérimentaux dont nous disposons pour mesurer les contributions en bruit ont été mis en place notamment par R. Plana (banc de mesure BF basé sur la technique des impédances multiples [11]) et L. Bary (banc de mesure directe basé sur l'utilisation d'amplificateurs transimpédances [12][13]). Ces deux techniques permettent respectivement la mesure des sources de bruit en courant-tension (et leur corrélation) ramenées en entrée du dispositif, ou la mesure des sources de bruit en courant en entrée et en sortie du dispositif, ainsi que leur corrélation comme représenté sur la Figure 1.

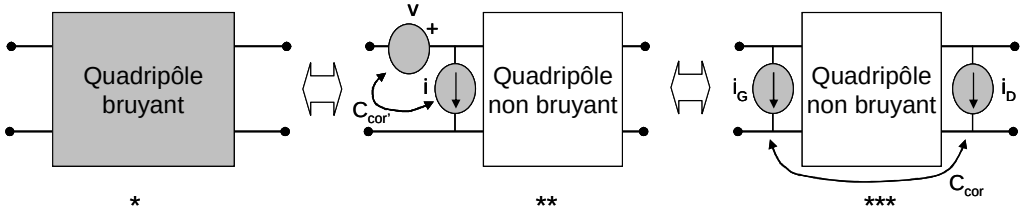


Figure 1 : représentations du bruit BF d'un quadripôle (*) bruyant, (**) en représentation chaine (S_V et S_I sont les densités spectrales relatives aux sources de bruit BF corrélées v et i) et (***) en représentation parallèle (S_{IG} et S_{ID} sont les densités spectrales des sources potentiellement corrélées de bruit BF i_G et i_D).

La Figure 2 indique qu'elles fournissent des résultats comparables. Les matériels et techniques utilisés permettent de couvrir une gamme de fréquence de 1Hz à 1 MHz.

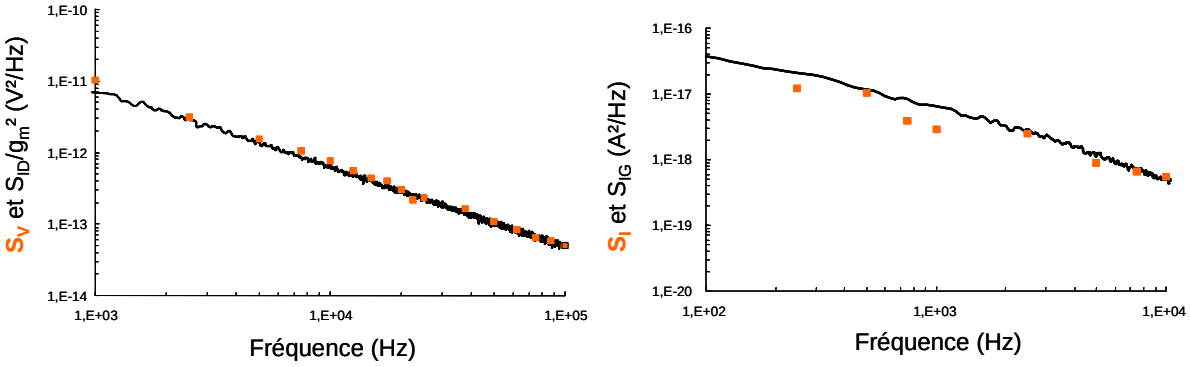


Figure 2 : comparaison des deux techniques de mesure du bruit BF (mesure de S_I et S_V par la technique multi-impédances ■, mesure de S_{IG} et S_{ID} par transimpédance ─, avec sources S_{ID} ramenée en entrée ($S_V=S_{ID}/g_m^2$ où g_m est la pente du transistor). Mesures sur un transistor HEMT AlGaN/GaN sur substrat Al_2O_3 réalisé par Thales Research Technology & IEMN (dimension 2x75 µm, polarisation V_{DS}=6 V, V_{GS}=-2 V et I_{DS}=37 mA)

De plus, nous avons développé et testé la robustesse d'une procédure d'extraction (développé sous MatLab) autorisant la détermination des sources $1/f^\gamma$ et GR avec une très grande précision [14]. Il est ainsi possible de discriminer jusqu'à 3 centres de GR par décade de fréquence, avec une erreur maximale de 6% (±3% sur la Figure 4) : nous notons que cette valeur correspond à la limite proposée par le modèle de Mc Worther pour décrire un spectre de bruit 1/f à partir de fluctuations du nombre de porteurs, c'est-à-dire à partir d'un continuum de centres de GR (27 centres de GR répartis sur 12 décades de fréquence). Les spectres de bruit BF étant eux-mêmes entachés de variations liées à la stabilité instantanée du composant et aux incertitudes de mesure, les méthodes classiques utilisant les algorithmes conventionnels, notamment des moindres carrés ou de Newton-Raphson pour ne citer qu'eux, ne sont pas applicables à ce cas d'étude. La méthode de résolution d'équations non-linéaires retenue pour réaliser l'approximation est basée sur la fonction RMS (root mean square) associée à la méthode du simplexe, qui permet de s'affranchir de ces fluctuations de mesures d'un point de fréquence sur le suivant (lissage par polynôme glissant). Les équations sont ensuite linéarisées pour pouvoir extraire les valeurs recherchées par résolution matricielle. Pour tester cette méthode, nous avons créé des spectres analytiques afin d'en maîtriser les caractéristiques (1/f, GR et plancher de bruit), puis nous avons superposé une fonction logarithmique aléatoire, sur 3 bandes de fréquences conformément aux conditions expérimentales (nombre de bandes de mesure, moyennage utilisé sur l'analyseur de spectre lors de la manipulation, …) (Figure 3).

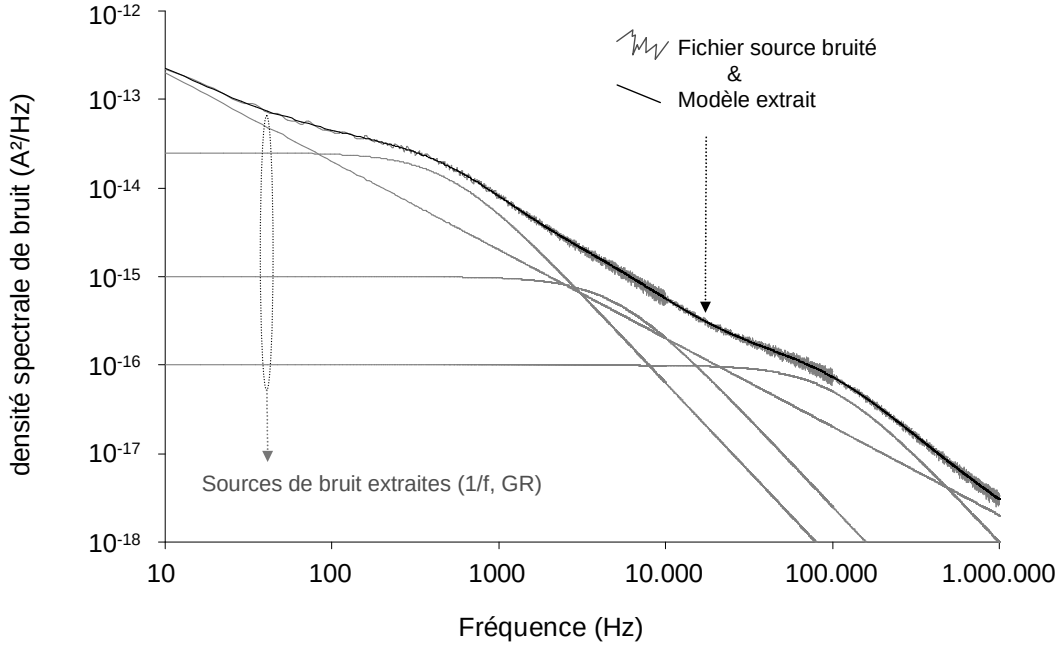


Figure 3 : spectre de bruit BF synthétisé à partir d'une expression analytique utilisant une source de bruit en 1/f et trois processus GR puis bruité conformément aux conditions expérimentales (sur plusieurs bandes avec répartition logarithmique des points de fréquence et prise en compte de la fonction moyennage de l'analyseur de spectre). L'algorithme d'extraction mis au point est ensuite utilisé pour vérifier que l'on retrouve correctement, à partir du spectre bruité, les caractéristiques des trois processus GR et du bruit en 1/f.

Des analyses statistiques ont été menées pour valider la robustesse de l'extracteur de sources de bruit BF vis-à-vis des conditions initiales, de la reproductibilité expérimentale, du poids relatif de la source 1/f et du nombre de centres de GR par décade, du type de moyennage utilisé par l'analyseur de spectre (Figure 4)…

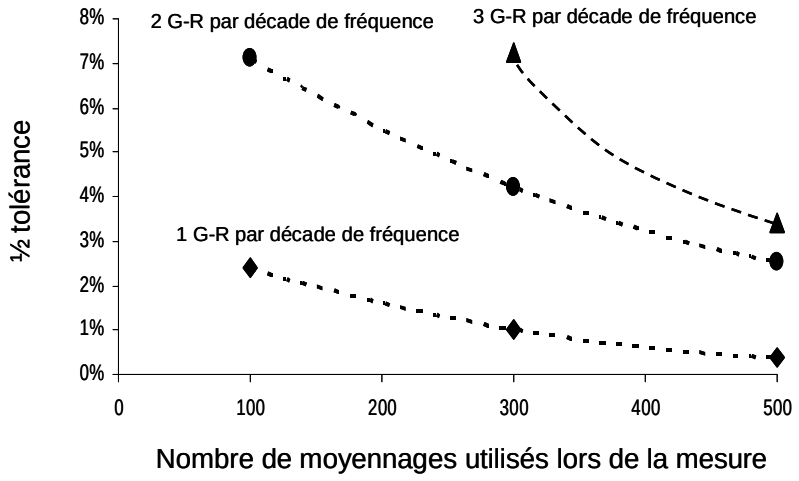


Figure 4 : précision d'extraction des sources de GR en fonction des niveaux équivalents de moyennage de l'analyseur de spectre, pour différents nombres de GR par décade de fréquence. La demi-tolérance est l'écart relevé de part et d'autre de la valeur centrale nominale.

Les sources de bruit BF sont limitées en fréquence (dans une bande haute pouvant varier de quelques dizaines de Hz à quelques centaines de MHz) par un plancher de bruit. Ce plancher de bruit, dit irréductible (lié au bruit thermique des barreaux résistifs, bruit de grenaille, bruit de diffusion, …), conserve un caractère constant jusqu'aux hautes fréquences. Un banc de test a été développé au laboratoire pour étendre les moyens de caractérisation sur la gamme de fréquence manquante entre 300 kHz et 70 MHz [15] couvrant les bandes MF, HF et début VHF. Ce plancher est toutefois rarement exploité, hormis à titre de vérification de la théorie.

Le bruit BF est un outil de diagnostic puissant pour caractériser la qualité des matériaux et la maturité des dispositifs, tout comme pour réaliser des analyses de fiabilité après application de contraintes. Mais le bruit BF se répercute également dans les dispositifs tels que les sources de fréquences par le biais de conversions non-linéaires, affectant de fait leur pureté spectrale. Le bruit BF détermine également la sensibilité des mélangeurs à faible fréquence intermédiaire, ce qui implique dans les deux cas une détérioration des performances des systèmes de transmission RF qui les utilisent.

1.1.2 Le bruit de phase

Les outils de métrologie du bruit BF sont d'une utilité éprouvée dans la prédiction des phénomènes de conversion non-linéaire autour d'une porteuse d'oscillateur. Mais ils ne suffisent toutefois pas à prendre en compte un certain nombre de phénomènes de stabilité autour du point de fonctionnement notamment liés à la sélectivité du résonateur utilisé dans l'oscillateur ou encore au bruit d'amplitude. La mesure directe du bruit de phase autour de cette porteuse reste la seule alternative fiable pour valider la pureté spectrale d'un oscillateur et les approches théoriques associées. Différentes techniques de mesures ont été développées au sein du LAAS par O. Llopis [16] pour mesurer le bruit de phase en oscillation et le bruit de phase additif (ou résiduel) d'un composant sur une gamme de fréquence porteuse de 2 GHz à 18 GHz, et sur une gamme de fréquence en bande latérale simple allant de 10 Hz à 100 kHz. Nous pouvons aussi mesurer des sources jusqu'à 40 GHz grâce à des solutions commerciales, sous réserve d'un bruit de phase raisonnable (adapté au cas des sources MMIC à faible bruit de phase, mais inapproprié à celui des sources à très haute pureté spectrale).

a) le bruit de phase en oscillation

Plusieurs bancs de test basés sur des techniques passives ou actives (utilisation d'une source de fréquence synthétisée) ont été mis en œuvre et améliorés au cours des dernières années. La dernière version passive actuellement utilisée repose sur la technique de

discrimination à ligne à retard ou à résonateur. L'utilisation d'un résonateur dans le discriminateur permet d'améliorer la sensibilité de mesure (plancher de bruit) près de la porteuse, mais reste plus délicate à manier de par la nécessité de disposer de deux résonateurs parfaitement identiques [17-18-19].

b) le bruit de phase résiduel

Cette approche consiste à mesurer simplement en boucle ouverte le bruit de phase d'un dispositif soumis à un signal dynamique de fréquence donnée [20] : cet outil expérimental se positionne donc comme une alternative entre l'approche 'bruit BF' et l'approche 'bruit de phase en oscillation'. Il permet ainsi d'affiner certaines analyses en fournissant des données intermédiaires lorsque le seul bruit BF ne suffit pas à expliquer les phénomènes de conversion mesurés en oscillation. Il n'existe pas de solution commerciale directe pour effectuer cette mesure et c'est pourquoi les moyens spécifiques mis en place dans notre groupe sont indispensables.

1.1.3 Le bruit haute fréquence en régime de fonctionnement linéaire

Contrairement aux bancs de mesure précédents, le banc de bruit haute fréquence (ou bruit HF) permet de mesurer des sources de bruit telles que le bruit de diffusion (thermique, quantique, électrons chauds), le bruit de grenaille et le bruit d'avalanche. Les bancs expérimentaux développés par L. Escotte sont essentiellement basés sur la technique des impédances multiples, et permettent de couvrir une gamme de fréquence allant de 1 GHz à 40 GHz [21].

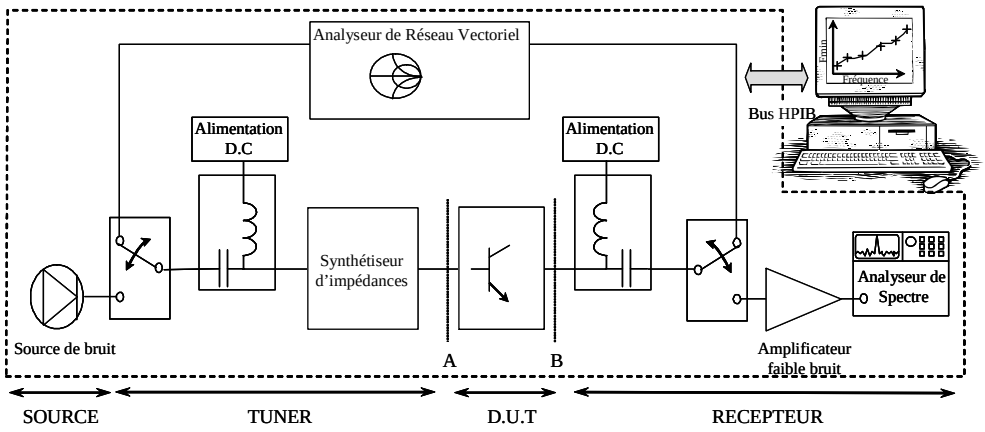


Figure 5 : schéma de principe du banc de mesure de bruit HF par la méthode des impédances multiples. Le banc permet de couvrir les bandes 1-4 GHz, 4-22 GHz et 20-40 GHz (avec variantes de matériel et de programmation logicielle selon la gamme de fréquence).

Toutefois, d'autres alternatives sont disponibles lorsque la technique des impédances multiples est difficile à mettre en œuvre (problème de stabilité conditionnelle) [22]. Le

principe de fonctionnement du banc de mesure par « impédances multiples » est donné sur la Figure 5**,** et permet de mesurer tout type de dispositif actif (effet de champ, bipolaire) pour en extraire ses quatre paramètres de bruit. Le facteur de bruit, associé à un coefficient de réflexion quelconque de source Γ_S en entrée du dispositif, peut ainsi être calculé selon la formule donnée en équation 2 :

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_S}\left[\left(G_S - G_{opt}\right)^2 + \left(B_S - B_{opt}\right)^2\right] \qquad \textbf{Eq. 2}$$

F_{min} représente le facteur de bruit minimum, R_n la résistance équivalente de bruit et $Y_{opt} = G_{opt}+jB_{opt}$ l'admittance optimale de bruit (ou encore $\Gamma_{opt} = \left|\Gamma_{opt}\right| e^{(j\Phi_{opt})}$ le coefficient de réflexion optimal en bruit). Lors de nos travaux de thèse, nous avons étudié l'impact de l'environnement expérimental sur la sensibilité de mesure d'un tel banc en vue de l'obtention d'une configuration optimale [23]. Nous avons également étendu la gamme de caractérisation dans la bande basse de fréquence (1-4 GHz) [24] à l'aide d'un commutateur programmable et d'un déphaseur, afin de pallier la couverture en phase médiocre du synthétiseur d'impédance sur cette même gamme de fréquence (Figure 6). Le synthétiseur est spécifié dans une gamme 4-26 GHz : au-delà de l'investissement que représente l'achat d'un synthétiseur dédié à la gamme 1-4 GHz, la taille de ce dernier rendrait difficile son intégration au banc pour des mesures sous pointes (en raison des grandes longueurs d'onde). L'extension des mesures en bande 1-4 GHz permet généralement d'accéder au plancher et à la fréquence de coupure du bruit des composants, et d'établir leur dimension optimale et leur polarisation au plus juste selon que l'on conçoit un amplificateur faible bruit pour application GSM ou pour application radar en bande X…

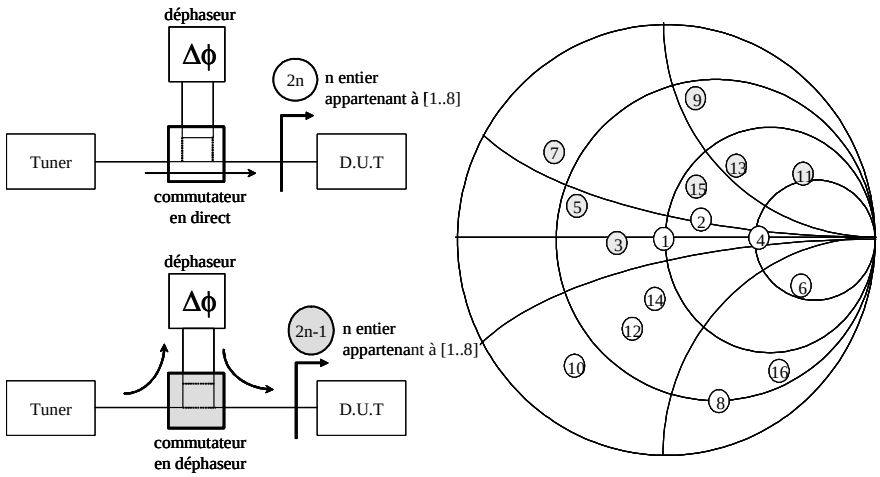


Figure 6 : principe d'extension de la couverture en phase du synthétiseur d'impédance pour la bande 1-4 GHz. L'utilisation d'un déphaseur en aval du synthétiseur d'impédance permet de couvrir une gamme de phase plus étendue selon le chemin emprunté (direct ou avec déphaseur)

Une illustration du raccord des bandes de mesure (4-8 GHz & bande étendue 1-4 GHz au moyen du déphaseur) est donnée sur la Figure 7, où nous reportons les résultats des paramètres de bruit mesurés et calculés au moyen des paramètres S d'un transistor à effet de champ froid (non polarisé) [25]. Cette technique de mesure d'un quadripôle passif permet de vérifier systématiquement l'état de calibrage du banc de mesure, et la précision associée aux mesures.

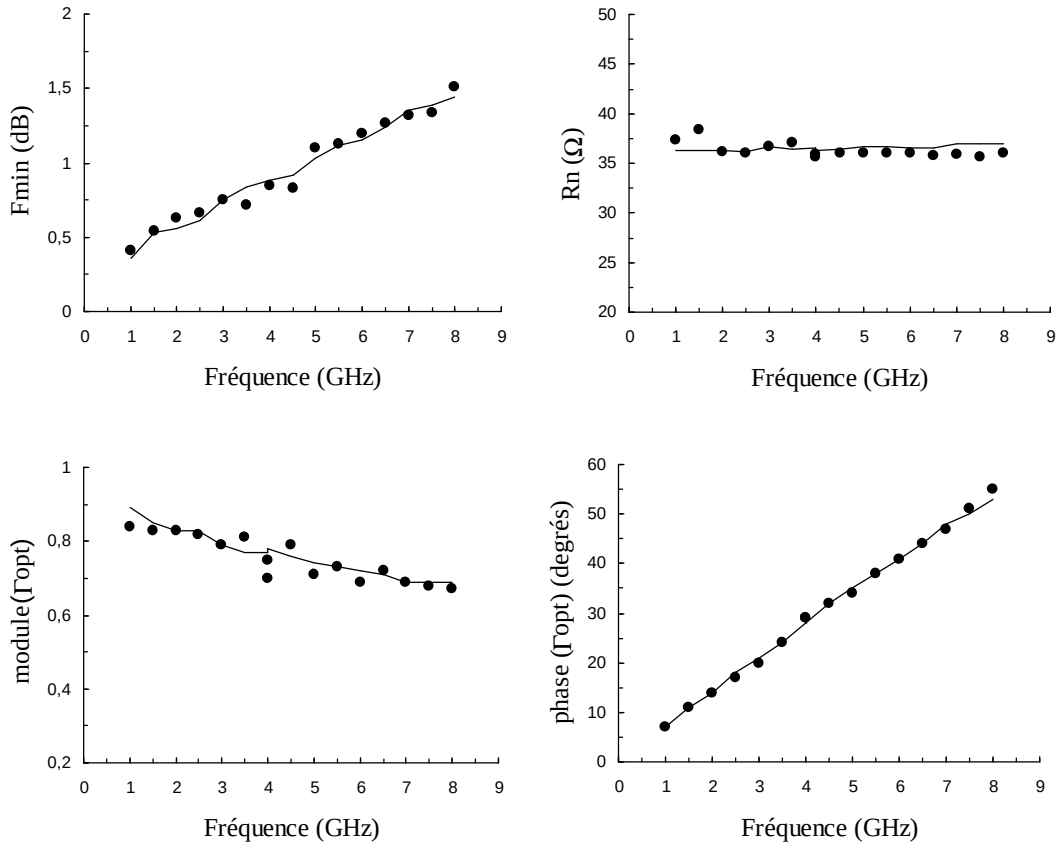


Figure 7 : validation du banc de mesure de bruit HF entre 1 GHz et 8 GHz par la méthode du Transistor à Effet de Champ froid (─ Calcul & ● mesure).

1.1.4 Le bruit haute fréquence en régime de fonctionnement non-linéaire

Plus récemment, suite à des mesures de bruit de phase résiduel et de bruit HF réalisées sur des composants fonctionnant en régime linéaire et en régime de compression, il a été démontré l'impact du facteur de bruit en régime de fonctionnement non-linéaire sur le comportement en bruit de phase des dispositifs [26]. L'approche de conversion des sources de bruit BF ne suffit plus à traduire le comportement en boucle ouverte de certains oscillateurs. Un banc de mesure du facteur de bruit et des paramètres de bruit HF en régime non-linéaire est d'ores et déjà opérationnel sur une bande de fréquence qui dépend des équipements

disponibles (notamment des filtres) [27]. L'utilisation d'un signal de pompe auquel se superpose la source de bruit permet de gérer la non-linéarité du bruit au niveau du composant ou de l'amplificateur. Des mesures sur 50 Ω suffisent pour la caractérisation d'amplificateurs, tandis que la technique des impédances multiples est adaptée à ce nouveau banc pour la mesure des quatre paramètres de bruit « non-linéaires » des transistors. La dégradation observée sur les paramètres de bruit peut s'avérer utile pour mieux prendre en considération les phénomènes de bruit additif HF dans les oscillateurs, mais également pour appréhender le comportement du facteur de bruit d'un amplificateur LNA (low noise amplifier) dans un module d'émission-réception soumis à des signaux perturbateurs : ce dernier cas sera discuté au chapitre 3.

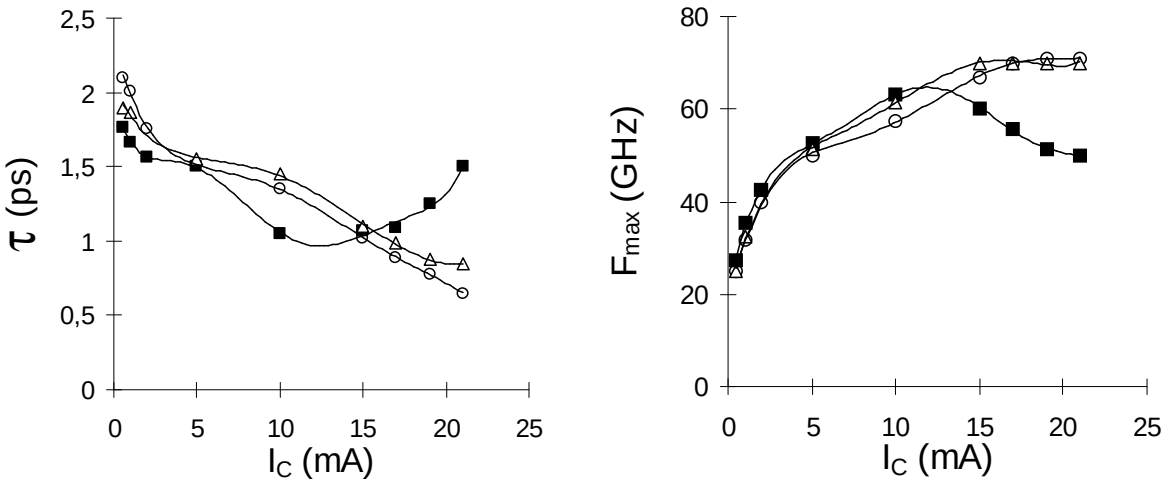
1.2 Les TBH en technologie III-V : performances et fiabilité

En préambule à la section suivante dédiée à l'optimisation en bruit HF d'un procédé de fabrication de transistors bipolaires à hétérojonction TBH Si/SiGe, nous évoquons dans ce paragraphe comment les différents outils de mesure et de simulation électrique et en bruit BF et HF ont été exploités pour caractériser les performances et la fiabilité d'une technologie TBH GaInP/GaAs développée par Thomson LCR à la fin des années 90.

1.2.1 Performances électriques et en bruit HF

Lors de nos travaux de thèse, nous avons développé une technique de modélisation petit signal et en bruit des dispositifs TBH [23]. Cette technique a été éprouvée sur différentes technologies III-V (TBH GaInP/GaAs de Thomson LCR & TBH GaAlAs/GaAs de TRW). Sur la simple connaissance du schéma équivalent petit signal, elle permet de calculer les paramètres de bruit linéaire HF du transistor [28][29]. Nous avons notamment utilisé cette technique pour étudier l'influence de l'orientation de l'émetteur sur les performances électriques et en bruit HF des TBH GaInP/GaAs. La modélisation électrique a permis de mettre en évidence des singularités systématiques selon les orientations, certaines liées au procédé de fabrication (sous-gravure d'émetteur), d'autres imputables à des phénomènes physiques (effets piézoélectriques liés à un rapport périmètre sur surface élevé). La sous-gravure engendre une diminution de la section d'émetteur, entraînant de fait des densités de courant élevées qui favorisent l'apparition précoce de l'effet Kirk (visible sur la Figure 8 @ 12 mA, orientation à -45° [010]). Pour leur part, les effets piézoélectriques affectent essentiellement le gain en courant des composants et les mécanismes de transport de charges aux abords directs de l'émetteur (courants de fuites). Le comportement des paramètres

intrinsèques avec la polarisation (résistance dynamiques d'émetteur, décomposition du temps de transit en temps de transit de base, d'émetteur et de collecteur, …) est cohérent avec des mesures électriques telles que la fréquence de transition ou la fréquence maximale d'oscillation (Figure 8).



a) temps de transit b) fréquence maximale d'oscillation

Figure 8 : temps de transit extrait (global $\tau=\tau_E+\tau_B+\tau_C$) et fréquence maximale d'oscillation de TBH GaInP/GaAs (2x30µm²) selon les orientations d'émetteurs classique (○ $[011]$), à -45°(■ $[010]$), et à -90° (Δ $[01\bar{1}]$).

Les mesures de bruit réalisées dans la bande 1-18 GHz sont en excellent accord avec les valeurs calculées à partir du modèle petit-signal [30]. Nous remarquons que l'augmentation de la résistance d'émetteur liée à la sous-gravure influe sur les paramètres de bruit tels que la résistance équivalente de bruit R_n et le facteur de bruit minimum F_{min} à haute fréquence (Figure 9 @ 4 GHz) pour l'orientation à -45°.

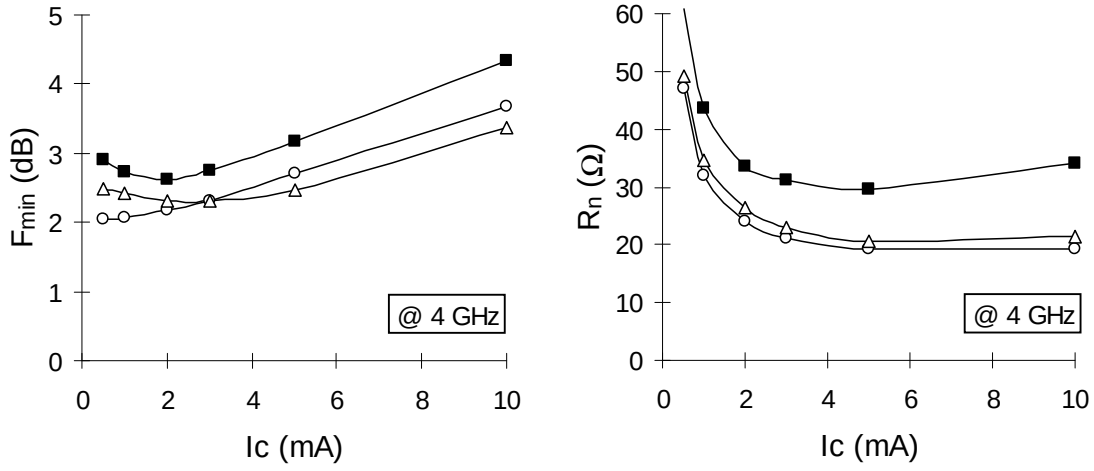


Figure 9 : facteur de bruit minimum et résistance équivalente de bruit mesurés @ 4 GHz pour des TBH GaInP/GaAs (2x30µm²) selon les orientations d'émetteurs 0° (○ $[011]$), -45°(■ $[010]$), -90° (Δ $[01\bar{1}]$).

Aux plus hautes fréquences, l'augmentation de la capacité de transition de la jonction base-émetteur due à l'effet Kirk entraîne une rapide augmentation du facteur de bruit minimum selon l'orientation $[010]$. D'autres singularités liées à l'orientation ont été mises en évidence au travers de mesures statiques et en bruit BF [31].

1.2.2 Fiabilité des TBH GaInP/GaAs : rôle de l'hydrogène et de la passivation

Différentes études ont été menées essentiellement en relation avec le CNES [32][33] pour évaluer la fiabilité des TBH GaInP/GaAs : l'effet de la passivation, la différentiation entre structures auto-alignées ou non et l'étude selon l'orientation de l'émetteur sont autant de pistes qui ont été explorées sur cette technologie. Pour cela, le bruit BF représente un outil d'investigation efficace qui permet d'accéder aux signatures de bruit induites par des modifications structurelles des transistors avant et après l'application de la contrainte [34]. Les résultats peuvent se résumer en quelques points :

- Une étude comparée de différentes orientations d'émetteur a démontré une sensibilité moindre de l'orientation $[01\bar{1}]$ comparée à l'orientation $[011]$ vis-à-vis de la phase de déverminage [35]. Cette étude concerne des TBH utilisant une couche de passivation SiN.

- De plus, il a été démontré que l'utilisation d'une couche GaInP non dopée en zone extrinsèque de base éliminait les effets de défauts précoces (phase de déverminage) en comparaison avec les variations sensibles procurées par une couche de passivation SiN (cf. variations de courant de base, Figure 10). Les phénomènes de défaillance précoce semblent fortement corrélés aux états de surface situés à l'interface entre la couche de passivation et le semiconducteur dans la région extrinsèque de base [36].

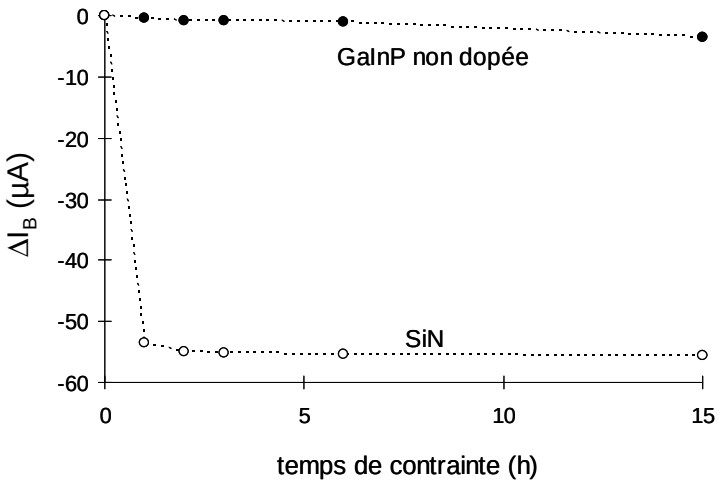


Figure 10 : effet bénéfique de la passivation GaInP non dopée par rapport à la passivation SiN sur la dégradation du courant de base au cours du temps (TBH GaInP/GaAs de surface d'émetteur 2x40 µm², polarisés @V_{CE}=1.4 V, I_C=4 mA).

● Enfin, différents lots de composants ont été soumis à des contraintes électriques et thermiques équivalentes à des températures de jonction de 150°C (passivation SiN [37]), 115°C et 73°C (passivation GaInP non dopée [38]). Suite à l'application de la contrainte, une corrélation entre les évolutions du coefficient d'idéalité de la jonction base-émetteur et du gain en courant β ou encore de la densité spectrale de bruit en courant S_I (bruit 1/f relié aux états de surface) permet d'établir l'origine des courants de base : il est alors possible de suivre les évolutions qualitatives des recombinaisons de zone de charge d'espace, de surface ou de volume. La relation linéaire observée entre la densité spectrale de bruit en tension S_V et la résistance statique d'émetteur R_E est attribuée au bruit en excès localisé dans la zone d'émetteur. L'évolution des paramètres statiques et de bruit S_I et S_V au cours de l'application de la contrainte (mesures de reprise) a mis en évidence une augmentation sensible de la densité des accepteurs ionisés dans la base. Des mesures DLTS (Deep Level Transient Spectroscopy) réalisées au laboratoire LPSC (actuellement GEMaC) de Meudon ont évalué à 10^{19} cm^{-3} la concentration de l'hydrogène supposé être à l'origine du mécanisme de dégradation décrit ci-après : diffusion de H dans la base et amélioration des états de surface, neutralisation du dopant carbone par création de complexes C-H, rupture des complexes C-H sous effet de la température et augmentation de la densité des accepteurs ionisés C^-, diminution du gain en courant [38]. Des mesures du gain dynamique S_{21} confirment la diminution de la commande β au cours du temps. Ces travaux ont également été exploités au travers de notre participation à l'Action Spécifique 'Fiabilité du département STIC : effet de H sur les filières III-V' en 2003-2004.

1.3 Les TBH Si/SiGe : optimisation d'un procédé faible bruit HF BiCMOS

Depuis l'explosion des besoins grand public de la téléphonie mobile (GPRS, EDGE, UMTS), des applications sans fil (WiFi, WLAN, WiMAX), et de géolocalisation (GPS, GLONASS, GALILEO), les technologies BiCMOS se sont imposées comme les candidates par excellence pour répondre aux critères de coût, d'intégration, de rendement de production et de reproductibilité des procédés technologiques. Le critère d'intégration repose sur la possibilité de pouvoir réaliser sur un même substrat des modules de traitement de l'information (en CMOS) et des circuits haute fréquence (en TBH, voire CMOS pour les fréquences plus faibles). Les secteurs des télécommunications spatiales et de la guerre électronique ont rapidement vu en ces technologies une opportunité majeure pour améliorer les architectures de leurs systèmes. Mais avant d'anticiper sur les conséquences de la mise sur

le marché de ces filières BiCMOS, il a été nécessaire d'optimiser les procédés de fabrication en vue de l'amélioration de leurs performances et de leur fiabilité.

1.3.1 Performances dynamiques et en bruit HF

Nous avons été amenés à étudier plusieurs filières de composants bipolaires SiGe : une comparaison du facteur de bruit minimum et de la résistance équivalente de bruit est illustrée sur la Figure 11 pour deux composants de dimensions équivalentes, issus de filières BiCMOS différentes.

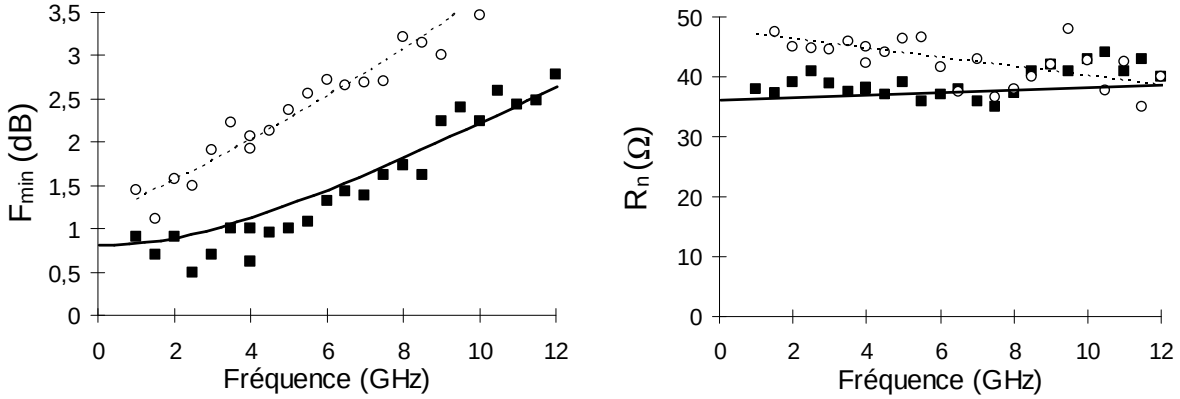


Figure 11 : comparaison de paramètres de bruit F_{min} et R_n de TBH SiGe compatibles BiCMOS de ST-microelectronics (■ mesure et ─ calcul) et SiGe-microsystems (-○- mesure) @ V_{CE}=1 V & I_C=2 mA (i.e. J_C=10 kA/cm²).

Les composants qui feront l'objet de nos investigations par la suite comportent un doigt de collecteur, un doigt de base et un doigt d'émetteur (représentation 'CBE' en '111'). Toutefois, des études préalables sur des composants multi-doigts de longueur variable ont permis de quantifier, par la modélisation et par la mesure, l'amélioration des performances sur chacune des deux technologies : les effets parasites capacitifs induits par une augmentation du nombre de doigts (émetteur, collecteur, base) sont compensés par la réduction des résistances d'accès, ce qui se traduit par une légère amélioration sur le gain dynamique et sur le plancher de bruit HF. Au-delà d'un certain nombre de doigts, l'amélioration dynamique et en bruit n'est sensible qu'aux basses fréquences des micro-ondes : des structures '243' ou '232' (Figure 14) possèdent des planchers de bruit intéressants en deçà de la fréquence de coupure du bruit (en dessous de 2 GHz) alors que les dispositifs à deux doigts de collecteur et de base '221' peuvent être utilisées au dessus de 5 GHz. Nous remarquons que les deux composants de la Figure 11 ont une résistance équivalente de bruit du même ordre de grandeur, ce qui est révélateur des dopages de base relativement proches. Une différence est cependant relevée sur

F_{min}, attribuée aux profils de Germanium dans la base qui diffèrent selon les deux composants : le TBH SiGe-microsystems possède un profil de germanium triangulaire, tandis que le composant ST-microelectronics possède un profil Ge de type graduel du coté de la jonction base-émetteur, puis constant (12% de Ge). De plus, les fréquences maximales d'oscillation f_{max} et les fréquences de transition f_t sont à l'avantage des transistors ST-microélectronics [39][40]. IBM a proposé et breveté une combinaison utilisant un dopage abrupt (coté jonction BE) qui procure de meilleurs coefficients d'injection, puis un profil graduel qui améliore les performances fréquentielles des dispositifs [41].

Le procédé technologique dont est issu le TBH considéré sur la Figure 11 est l'aboutissement des travaux d'optimisation évoqués ici. Il est désormais exploité sous la dénomination BiCMOS6G. Pour optimiser cette technologie en bruit HF, des discussions ont été étroitement menées avec les technologues de ST-microelectronics pour définir les profils et niveaux de dopage, les épaisseurs de base et profils de Germanium : 6 plaquettes offrant des variantes technologiques (chacune proposant plusieurs tailles de transistors) ont été étudiées [42][43][44]. Des mesures statiques, dynamiques et en bruit HF ont permis de valider nos modèles en petit-signal et en bruit HF. Par souci de clarté, nous ne présentons dans la suite de ce paragraphe qu'une comparaison de trois plaquettes parmi les six dont nous avons disposé. Les profils de dopage et de germanium sont illustrés sur la Figure 12. Les modèles en bruit ont été validés sur une large plage de fréquence : les mesures 1-4 GHz permettent de vérifier le comportement en bruit pour les applications de la téléphonie cellulaire (1ère, 2ème et 3ème génération), tandis que la bande 4-12 GHz sera exploitée plus particulièrement pour les applications en bande X (récepteur radar entre autres).

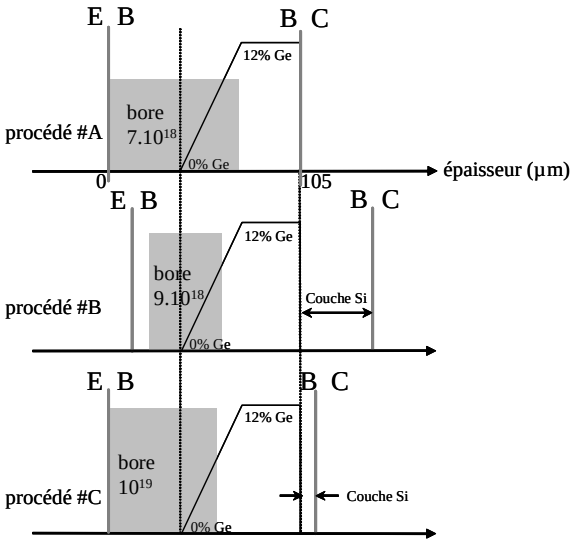


Figure 12 : représentation du profil de dopage Bore (zone grisée) et du profil de germanium (rampe de 0% à 12% de fraction Ge) dans la base de 3 procédés BiCMOS étudiés parmi 6.

La plage fréquentielle du modèle électrique s'étend de 40 MHz à 40 GHz (Figure 13) : dès lors, des études de paramètres de bruit calculés en dehors de la bande de mesure 1-12 GHz (cf. Figure 14) restent pertinentes. Les modèles électriques et en bruit sont également validés sur une large gamme de polarisation (densité de courant collecteur variant de 5 kA/cm² à 80 kA/cm²) et de longueur de doigts d'émetteur (modèle électrique validé de 3.2 µm à 25.6 µm, bruit HF validé sur 25.6 µm et 2x12.8 µm). Ces modèles sont aisément paramétrables pour être utilisés sous une plateforme de simulation linéaire.

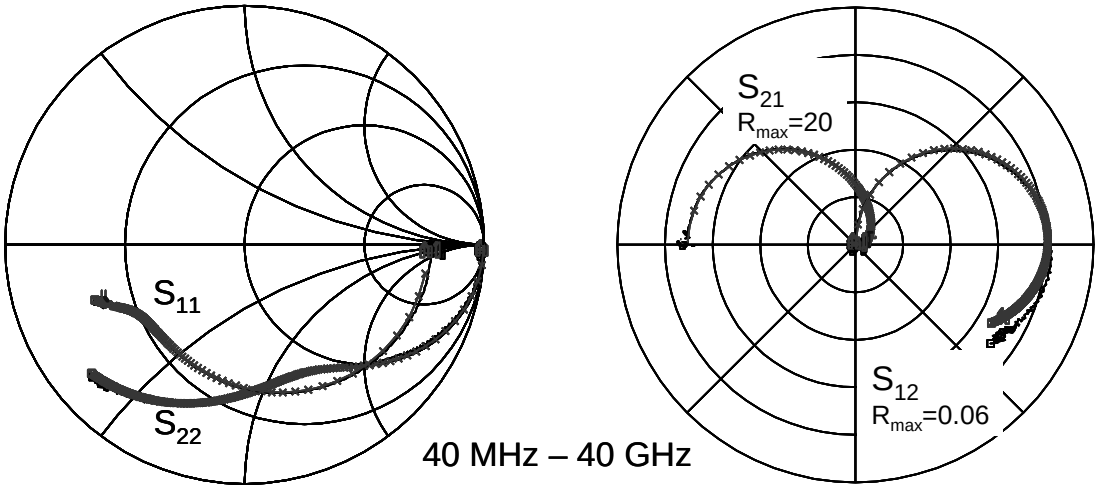


Figure 13 : paramètres de dispersion [S] pour un TBH '232' de surface d'émetteur 0.4x2x12.8 µm² (procédé #C), polarisé à V_{BC}=-1 V et J_C=60 kA/cm² (+ modèle, ∧∨∧ mesure).

Le composant '232' dont les performances sont illustrées en Figure 13 et Figure 14 possède la même surface d'émetteur que les composants '111' de la Figure 16. La diminution des résistances d'accès de base (dite extrinsèque) et de collecteur permet d'abaisser de 0.3 dB le plancher de bruit en comparaison avec celui relevé à 1 GHz sur la Figure 16 (procédé #C).

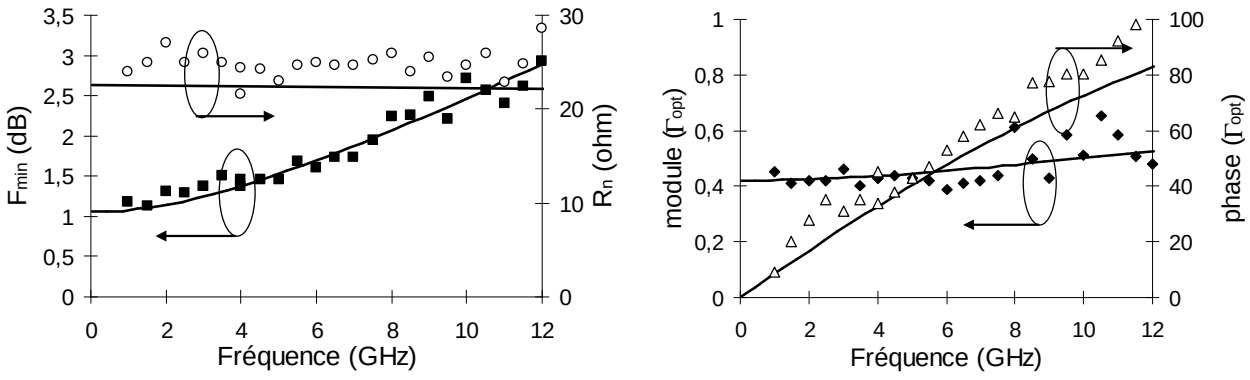


Figure 14 : paramètres de bruit mesurés (symboles) et calculés (traits pleins) entre 1 GHz et 12 GHz pour le même TBH qu'en Figure 13 (procédé #C, polarisation V_{BC}=-1 V, J_C=60 kA/cm²).

L'examen conjoint des courbes des paramètres de bruit (notamment F_{min} et R_n en Figure 16) avec les variations de performances électriques (fréquences f_t et f_{max}, gain h_{21}) permet d'interpréter l'impact des variations technologiques sur les performances électriques et en bruit, à basse comme à forte injection. Chaque paramètre issu du modèle électrique tel que la résistance de base, la capacité d'émetteur C_{ei}, le gain en courant β, ou encore les temps de transit τ_B et τ_E, contribue à la définition d'un procédé technologique optimisé pour les transistors. Nous relèverons notamment le rôle prépondérant des paramètres de base (mobilité et résistances verticales ou latérales affectées par le niveau de dopage et l'épaisseur) sur l'allure de f_t.

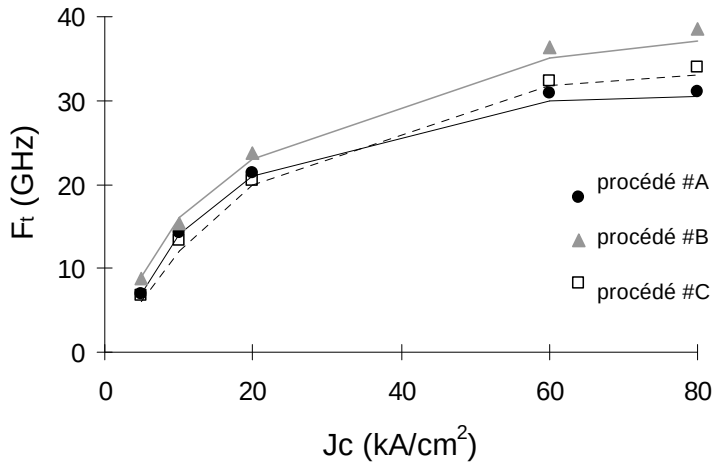


Figure 15 : fréquence de transition f_t mesurée (symboles) et simulée (traits pleins et pointillés) en fonction de la densité de courant collecteur (dispositifs '111' procédés #A, #B, #C).

L'analyse de la Figure 15 relative à ces variations de la fréquence de transition en fonction de la densité de courant collecteur, indique notamment que le procédé #B bénéficie des meilleurs temps de transit : grâce à une base intrinsèque plus fine, et malgré un dopage légèrement supérieur à celui du procédé #A, le temps de transit global diminue. Si la contribution majeure attribuée à τ_B à forte densité de courant collecteur est plus sensible, cette tendance reste vérifiée à plus faible niveau d'injection lorsque $\tau_E = r_{ei}.C_{TE}$ devient prépondérant (C_{TE} varie avec la racine carrée du dopage).

La mesure de la résistance équivalente de bruit est identique pour les TBH des procédés #A et #C (même résistance de base conformément à la loi de dépendance en $\sqrt{W_B\sqrt{N_B}}$), alors que le transistor issu du procédé #B possède une résistance R_n supérieure, quelle que soit la densité du courant de polarisation collecteur J_C (R_n ne varie pas avec la fréquence).

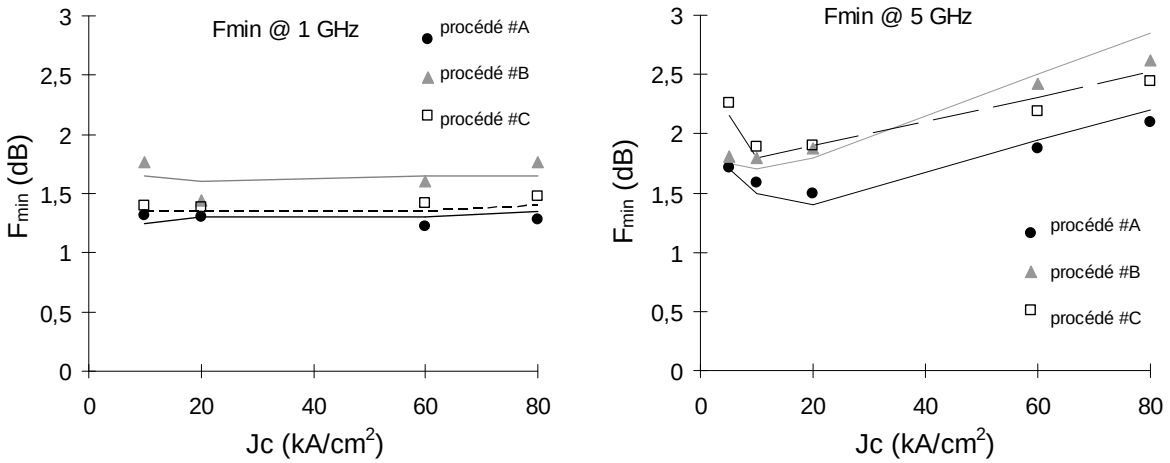


Figure 16 : facteur de bruit minimum mesuré et simulé à différentes fréquences, en fonction de la densité de courant collecteur (dispositifs '111' procédés #A, #B, #C).

Ces résultats se recoupent partiellement avec les mesures et calculs du paramètre F_{min}. Ainsi, le facteur de bruit F_{min} plus élevé de 0.3 dB à 1 GHz pour le TBH du procédé #B est corrélé à une résistance équivalente de bruit systématiquement plus élevée de 15 Ω pour ce procédé vis-à-vis des deux autres. Cet écart est en partie dû pour ce composant à une résistance d'accès de base 30% plus importante, qui affecte également la fréquence maximale d'oscillation (la plus faible des 3 procédés), alors que sa fréquence de transition est la meilleure comme nous l'avons vu auparavant. Nous pouvons également remarquer la constance de F_{min} en fonction de J_C à 1 GHz : l'augmentation de F_{min} avec le courant collecteur I_C (bruit de partition de collecteur) est compensée par l'augmentation de f_t (i.e. une augmentation de la fréquence de cassure de F_{min}). À 5 GHz, pour des densités de courant collecteur supérieures à 10 kA/cm², l'écart sur le facteur F_{min} est du même ordre de grandeur que précédemment entre le procédé #A et le procédé #B. En outre, les composants des procédés #A et #C bénéficient d'une résistance de base équivalente, mais le dopage plus élevé du procédé #C par rapport à celui du procédé #A dégrade sa mobilité, et donc son temps de transit. La cassure du bruit HF se produit à une fréquence plus basse, et le facteur de bruit à 5 GHz du procédé #C se dégrade plus tôt que celui du procédé #A. La tendance de F_{min} en fonction de J_C s'explique facilement par l'effet des recombinaisons de surface entre base et émetteur qui dégradent F_{min} à faible niveau d'injection (n_{BE} augmente lorsque J_C diminue), et par l'augmentation du bruit de partition lorsque J_C augmente. Entre ces deux tendances à faible et forte injection, une valeur optimale de F_{min} est obtenue pour J_C = 20 kA/cm². Cet optimum en bruit est mis à profit pour la réalisation d'amplificateurs faible bruit : pour ce niveau de courant, les valeurs de F_{min}=1.5 dB @ 5 GHz ou encore F_{min}=2.4 dB @ 10 GHz sur

les structures mono-doigts sont améliorées de plus de 0.3 dB par un choix judicieux de dimensionnement de la structure.

Lors des travaux de DEA de G. Cibiel [45], d'autres études ont permis d'analyser l'influence du profil de germanium (double marche de profil abrupt de Ge) ou de la structure de collecteur (anneau), ou encore la distribution multi-doigts du transistor. Par ailleurs, nous avons développé un modèle fort signal sur le principe du modèle Mextram (niveau 504) proposé par Philips, lors du stage Erasmus d'E. Baldini [46].

1.3.2 Fiabilité des TBH SiGe : porteurs chauds et radiations ionisantes

L'étude d'analyse de défaillance réalisée sur des TBH de la technologie BiCMOS de SiGe-microsystems s'est appuyée sur l'utilisation conjointe de mesures statiques, dynamiques HF, de bruit BF, et sur de la modélisation physique des TBH (logiciel Blaze de Silvaco). En raison du fort champ électrique engendré au niveau de la jonction BE (fort dopage), les transistors ont été soumis à des contraintes de type 'porteurs chauds'. Ces contraintes ont la particularité de provoquer des effets électriques dont les signatures sont identiques à celles obtenues par application de radiations ionisantes. La robustesse des technologies vis-à-vis des radiations ionisantes est indispensable pour une qualification spatiale, aéronautique, voire pour l'instrumentation médicale à un niveau moindre. Les évènements solaires, ceintures de particules et autres rayonnements cosmiques, sont à l'origine d'une multitude de charges plus ou moins énergétiques dont la probabilité statistique d'occurrence varie d'une catégorie à une autre. L'augmentation de l'intégration suivant la loi de Moore, associée à une diminution des tensions d'alimentation, induit une plus grande sensibilité des dispositifs aux effets de radiation (Figure 17). Les analyses des effets des porteurs chauds représentent ainsi un moyen rapide et efficace de substitution pour diagnostiquer les effets des agressions ionisantes envers la robustesse de la technologie BiCMOS.

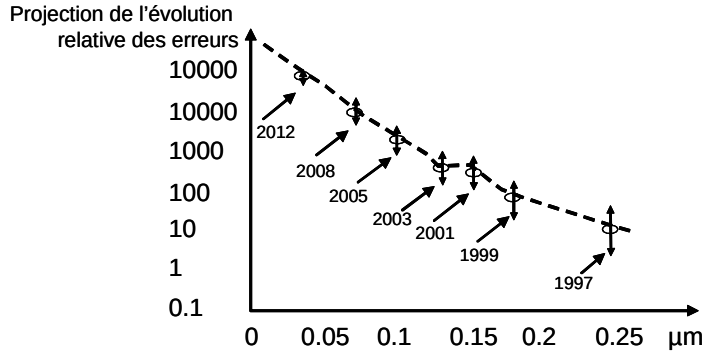


Figure 17 : projection de l'évolution des erreurs induites par charges ionisantes et charges ESD dans les circuits électroniques, source 'veille technologique' N°28, sept-oct 2003.

Les conditions de contraintes sont définies minutieusement afin de ne pas activer d'autres mécanismes de dégradation. Quelques minutes suffisent pour dégrader les composants sous une tension inverse de jonction V_{BE} = -4V à collecteur ouvert (les porteurs chauds sont alors des trous). La signature statique des tracés de Gummel de la Figure 18 indique une dégradation du courant de base I_B, le courant collecteur I_C restant inchangé. Des modifications sont également visibles au niveau des coefficients d'idéalité de la jonction base-émetteur au travers d'une augmentation du coefficient d'idéalité n_B de la jonction BE : des mécanismes de recombinaison de surface sont décelables à forte tension V_{BE} (n_B=2), tandis que des mécanismes de piégeage par effet tunnel résonnant (TAT : trap-assisted tunneling) provoquent des coefficients de jonction $n_B > 3$.

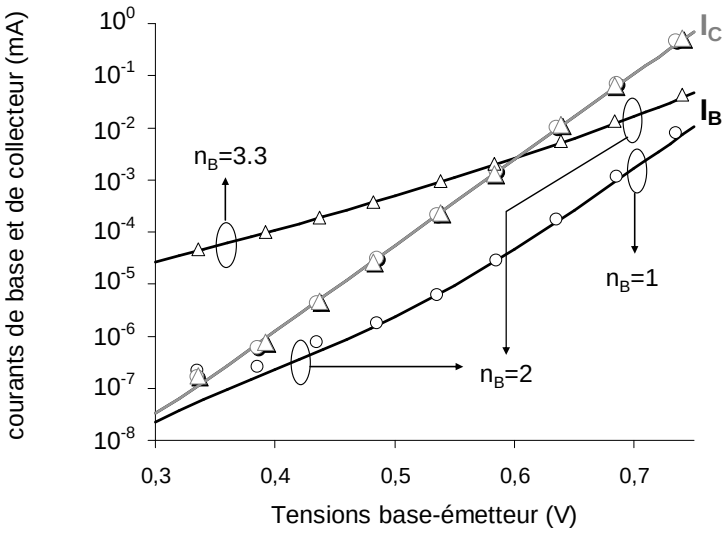


Figure 18 : tracés de Gummel mesurés (○ avant contrainte, Δ après contrainte) et modélisés (─ logiciel Blaze de Silvaco) avec les facteurs d'idéalité expérimentaux associés.

Le courant de base I_B subit une forte modification après contrainte, alors que le courant collecteur I_C reste inchangé conformément à la signature de dégradation provoquée par porteurs chauds. Les effets dynamiques sur les paramètres [S] mesurés à l'analyseur de réseaux vectoriel (Figure 19) et simulés par logiciel physique, illustrent la chute de gain S_{21} et la diminution de la fréquence de transition lorsque le composant est polarisé à courant de base I_B constant [47]. Le gain S_{21} (et la fréquence de transition par voie de fait) ne varie pas lorsque le TBH est polarisé à courant I_C constant : la conséquence pratique implique une robustesse accrue des fonctions actives micro-ondes à l'égard des charges ionisantes lorsque le composant est polarisé à courant collecteur constant.

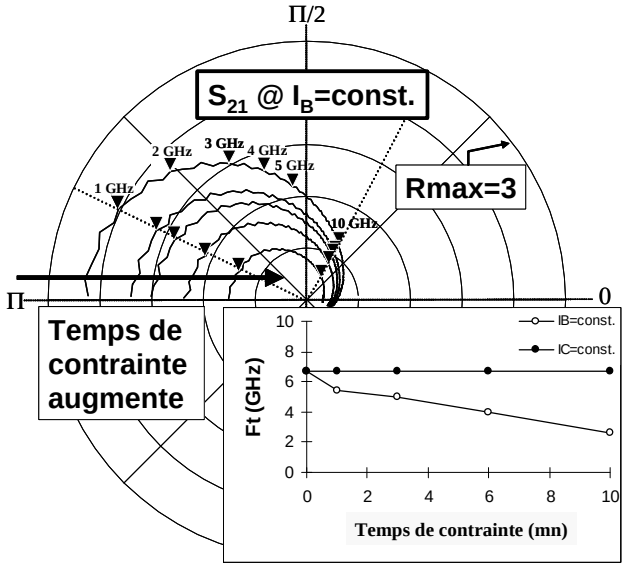


Figure 19 : représentation polaire du gain dynamique S_{21} du TBH SiGe mesuré entre 40 MHz et 30 GHz en fonction du temps de contrainte. La figure insérée représente l'évolution de la fréquence de transition durant la contrainte

Les simulations physiques (logiciel Atlas de Silvaco) viennent appuyer les hypothèses précédentes (recombinaisons localisées dans la surface de base proche de l'émetteur), tout comme les mesures de bruit BF qui font état d'une dégradation de plus de 2 décades sur la densité spectrale en courant de base S_{IB} [48][49][50][51]. Un autre phénomène de dégradation, attribué à la libération d'hydrogène durant la contrainte, se traduit par une augmentation de la résistance de base. Cette signature décelable sur les coefficients de réflexion S_{11} mesurés et simulés, est confirmée par la mesure et par la modélisation du bruit BF.

Les outils de métrologie et de simulation évoqués jusqu'alors ne se limitent pas au seul champ d'investigation des filières bipolaires : des études sur des transistors à effet de champ à grande bande interdite sont ainsi présentées dans le dernier paragraphe de ce chapitre.

1.4 HEMT AlGaN/GaN : études de dispositifs sur substrats Si, SiC et Al_2O_3

Depuis le début des années 90, une nouvelle catégorie de filières dites à large bande interdite est venue compléter l'éventail déjà large des technologies utilisées pour les capteurs, pour l'optique, pour l'électronique de puissance et pour l'électronique des hautes fréquences. Les technologies carbure de silicium (SiC) et nitrure de gallium (GaN) possèdent des qualités intrinsèques remarquables (Tableau 1), et représentent ainsi une véritable rupture technologique avec les technologies GaAs et Si/SiGe [52]. Leur développement offre de nouvelles opportunités en termes de conception de circuits, voire d'architecture de systèmes

(réseau de transpondeurs des applications radar, gestion de l'énergie des systèmes embarqués, …) grâce à l'association des différentes technologies disponibles pour des applications en optique, en opto-électronique et en électronique.

● La structure de bande interdite directe est mise à profit pour la réalisation de dispositifs optiques (GaN et alliages InP, Al, P), ce qui autorise un spectre d'applications du visible aux ultraviolets, en émission et en détection : le matériau GaN est le seul qui puisse prétendre à des applications opto-électroniques aux courtes longueurs d'onde (bleu, ultra-violet, blanc). De nombreux composants électro-optiques (Light Emitting Diodes LED, Laser Diodes LD), détecteurs bio-médical ou en environnement hostile (Metal-Semiconductor-Metal MSM, …) sont d'ores et déjà disponibles, et constituent encore un axe fort de recherche.

● L'électronique de puissance est de plus en plus présente dans les systèmes embarqués. Le secteur automobile prospecte également sur l'énergie électrique pour limiter ses émissions de CO_2, et l'amélioration des véhicules hybrides et électriques passe par la disponibilité de dispositifs tels que les transistors GaN fonctionnant à fort ampérage et à forte température (plus de 300°C). L'aéronautique a également besoin de convertisseurs de puissance de grande compacité et de faible masse soumis à des cycles thermiques (faibles/fortes températures). Les dispositifs à grande bande interdite se positionnent très favorablement sur les aspects thermiques, de masse et de volume. Si l'immunité de ces technologies à grande bande interdite vis-à-vis des agressions radiatives se confirme, il en résultera également une diminution de la masse du système (élimination des boîtiers de protection).

● L'électronique des hautes fréquences tire pour sa part un bénéfice des caractéristiques exceptionnelles de la grande bande interdite pour des applications de forte puissance. Des travaux sur matériau SiC ont déjà été publiés, mais le GaN reste largement majoritaire pour les applications de puissance à haute fréquence. Même si la technologie autorise désormais la conception de dispositifs bipolaires, les transistors HEMT (et MESFET) sont les dispositifs les plus répandus pour les applications à haute fréquence telles que les systèmes Radar (large bande jusqu'en bande X) et les répéteurs de télécommunications, …

	Si	GaAs	GaN	6H-SiC	
Bande interdite E_g (eV) @ 300°C	1.1 indirect	1.4 direct	3.4 direct	2.9 indirect	→ Hautes températures, Fortes tensions
Champ de claquage E_b (10^6 V/cm)	0.3	0.4	>5	4	→ Fortes tensions
Vitesse de saturation des électrons V_s (10^7 cm/s)	1	2	2.5	2	→ Hautes fréquences
Mobilité des électons μ (cm^2/V.S)	1400	8500	1000 (volume) 2000 (2DEG)	600	→ Hautes fréquences
Conductivité thermique κ_T (W/cm K)	1.5	0.46	1.3	5	→ Hautes températures

Tableau 1 : propriétés physiques et applications des hétérostructures à grande bande interdite GaN et 6H-SiC, comparées au Si et GaAs [53][54].

Pour évaluer le potentiel des semiconducteurs selon les applications visées, des facteurs de mérite sont disponibles parmi lesquels nous pouvons citer :

► JFM : 'Johnson's figure of merit' pour dispositifs haute fréquence, $(E_b V_s/2\pi)^2$

► KFM : 'Keyes's figure of merit' en considérant les limitations thermiques, $\kappa_T(cV_s/4\pi\varepsilon)^2$

► BFM : 'Baliga's figure of merit' pour la commutation de puissance, $\varepsilon\mu E_g^3$

► BHFM : 'Baliga's figure of merit' pour la commutation rapide de puissance, $\varepsilon\mu E_b^2$

Les différents facteurs de mérite précédents sont normalisés par rapport au facteur de mérite du silicium dans le tableau ci-dessous.

	Si	GaAs	GaN	4H-SiC
JFM	1	11	790	410
KFM	1	0.45	1.8	5.1
BFM	1	28	910	290
BHFM	1	16	100	34

Tableau 2 : différents facteurs de mérite des matériaux Si, GaAs, GaN, SiC, normalisés par rapport au silicium.

Pour les structures à effet de champ, les facteurs de mérite peuvent varier largement d'un article à un autre dans la littérature selon le choix de l'axe cristallin, ou encore selon la mobilité des porteurs (notamment les trous dans le GaN) [55]… Il ressort néanmoins que les valeurs normalisées par rapport aux facteurs de mérite du silicium sont largement à l'avantage des matériaux à grande bande interdite, pour des applications de puissance, à haute fréquence, ou encore pour des applications en commutation rapide et de puissance.

Nous pouvons également noter que d'autres facteurs de mérite tels que BSFM (bipolar switching speed figure of merit), BPFM (bipolar power handling capacity figure of merit) et BTFM (bipolar power switching product) sont également disponibles pour comparer les structures bipolaires, et sont systématiquement à l'avantage des structures à grande bande interdite (dans un rapport de quelques dizaines à plusieurs centaines) en comparaison avec le silicium et l'arséniure de gallium.

La technologie GaN représente donc un enjeu stratégique militaire et industriel important des prochaines décennies sur lequel la France comme l'Europe se mobilisent fortement.

1.4.1 Comparaison des différents substrats : Al_2O_3, Si et SiC

Les transistors de type HEMT (High Electron Mobility Transistor) AlGaN/GaN bénéficient donc des propriétés remarquables des matériaux à large bande interdite ce qui les prédestine naturellement à des applications de forte puissance (Tableau 1) :

-un champ de claquage élevé associé à un faible taux d'ionisation par impact, permet d'obtenir des puissances de sortie élevées (plus de 8 fois supérieures, au moins en théorie, par rapport aux technologies III-V GaAs)

-la forte conductivité thermique du GaN (1.3 $W.cm^{-1}.K^{-1}$ contre 0.5 $W.cm^{-1}.K^{-1}$ pour le GaAs) et de certains substrats (diamant > 9 $W.cm^{-1}.K^{-1}$, SiC @ 5 $W.cm^{-1}.K^{-1}$) est avantageuse pour l'évacuation des calories.

-des densités d'électrons supérieures à 10^{13} cm^{-2} (gaz d'électrons à 2 dimensions '2DEG' avec hétérostructure AlGaN/GaN) grâce à de fortes polarisations spontanée et piézoélectrique sans dopage intentionnel, sont un atout pour l'amplification des signaux.

-la forte bande interdite rend les dispositifs plus immunes aux agressions de type électromagnétique.

-des vitesses de saturation relativement importantes (2 à 3.10^7 cm/s) favorisent les applications à haute fréquence

La croissance des composants peut être réalisée sur différents substrats de coûts variables, impactant les performances des dispositifs : les substrats saphir (Al_2O_3) et silicium offrent un coût modéré, tandis que le carbure de silicium et très récemment le GaN natif, plus onéreux, procurent de meilleures performances. Les composants HEMT ou MESFET peuvent ensuite être réalisés par diverses techniques : les solutions MOCVD (Metal Organic Chemical Vapour Deposition) et MBE (Molecular Beam Epitaxy) permettent toutes deux de réaliser des

couches fines, et les performances des composants réalisés par ces deux techniques sont comparables.

a) étude des performances électriques et en bruit BF

Durant notre collaboration avec Thales Research Technology et l'IEMN, nous avons caractérisé des transistors réalisés sur chacun des trois substrats : les performances électriques principales sont reportées dans le Tableau 3. Les études se basent essentiellement sur des mesures de bruit basse-fréquence, qui ont été associées à des simulations physiques et à des mesures électriques statiques, dynamiques et pulsées [56][57].

Type de Substrat	Al_2O_3	Si	**SiC**
I_{DSS} [mA/mm]	400	350	**1000**
V_T [V]	-3,75	-3,5	**-5,5**
Gm_{Max} [mS/mm]	120	100	**250**
I_G [µA]	0,3-0,5	30-80	**< 0,1**
R_{ON} [Ω]	70	85	**25**
f_T-f_{max} [GHz]	30-57	16-37	**40-100**
µ [cm^2/Vs]	≈ 1000	≈ 1000	≈ **1600**

Tableau 3 : récapitulatif des performances électriques de transistors HEMT AlGaN/GaN en fonction du substrat (composants de dimension 2*50*0,15 μm^2).

Les résultats électriques démontrent d'ores et déjà une meilleure aptitude du substrat SiC pour réaliser des dispositifs performants à haute fréquence et forte puissance. Il faut cependant considérer le fait que les premiers composants conçus sur substrat saphir ne bénéficiaient pas d'un procédé optimal de fabrication en raison d'un plus grand désaccord de maille avec le GaN que celui procuré par le matériau SiC : de nouvelles structures utilisant des couches tampons permettent de réduire efficacement ce problème de dislocations et de 'micropipes'. Néanmoins, l'évacuation thermique reste à l'avantage des dispositifs sur substrat SiC ou Si.

Les mesures de densités spectrales en bruit de courant de drain et de grille ainsi que la corrélation des sources viennent confirmer une meilleure maturité des composants sur substrat SiC, notamment en régime saturé de polarisation. Dans la plupart des cas de polarisation étudiés, les sources de bruit en courant de drain et de grille sont non corrélées. Cette corrélation devient non négligeable pour de forts courants de fuite de la grille Schottky. Des études en régime de polarisation ohmique permettent de quantifier la qualité du canal de

conduction et des contacts en reportant l'évolution de la source 1/f en fonction de la polarisation de grille (Figure 20). Les trois parties de ce graphique (pente nulle, pente -3 et pente -1) sont respectivement attribuées à des situations pour lesquels la résistance principale entre drain et source et le bruit en 1/f sont localisés principalement [56]:

- au niveau des résistances d'accès au canal et contacts ohmiques, à la fois pour la résistance et le bruit en 1/f (pente nulle),

- au niveau des accès et contact ohmique pour la résistance, tandis que la source de bruit principale est celle du canal (pente -3),

-au niveau du canal de conduction pour la résistance et la source de bruit (pente -1).

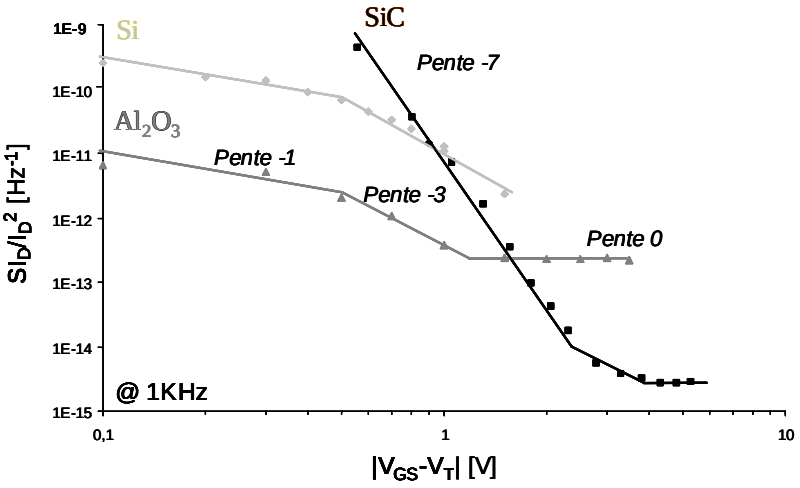


Figure 20 : étude comparative du bruit de drain normalisé par rapport à I_D^2 de composants GaN HEMT (2x50x0.15 µm²) épitaxiés sur trois substrats : Silicium (Si), Saphir (Al_2O_3) et Carbure de Silicium (SiC)

Le coefficient de Hooge $\alpha_{CH,}$ largement employé pour qualifier la qualité cristalline d'un matériau (resp. la qualité d'un contact), est facilement accessible en exploitant la valeur de la pente -1 (resp. pente nulle) de la Figure 20. Des coefficients $\alpha_{CH}=1{,}5.10^{-3}$ et $\alpha_{CH}=10^{-4}$ sont obtenus respectivement pour le canal de conduction des HEMT sur silicium et sur saphir. La pente -7 relevée pour les transistors sur substrat SiC fait l'objet d'analyses spécifiques dans un prochain paragraphe.

Nous remarquons sur la partie droite du graphique (pente nulle) que les contacts ohmiques des composants sur substrat SiC sont très faibles, et génèrent une densité de bruit deux décades en dessous de celle obtenue sur des composants réalisés sur substrat saphir.

b) développement de modèles électriques fort signaux

Dans le cadre de contrats européens et nationaux dédiés au développement des filières GaN, notre participation a porté sur des aspects de caractérisation et de modélisation électrique et en bruit dans un double objectif d'analyse des défauts pour une meilleure

maîtrise technologique, et de valorisation de la technologie GaN pour des applications faible bruit en bande X : la fonction d'oscillateur sur laquelle nous étions engagés a motivé la mise en œuvre de modèles électriques fort signaux. Dans un premier temps, nous avons évalué les différents modèles disponibles dans la littérature et sur les plateformes de simulation. Les technologies à grande bande interdite se distinguent sensiblement des filières standard III-V ou silicium, et il n'est pas possible d'appliquer les modèles de ces dernières pour nos applications. L'allure spécifique de la transconductance d'un transistor à effet de champ AlGaN/GaN suffit pour comprendre que les modèles conventionnels ne conviennent pas (Figure 21) : les modèles d'Angelov, de Curtice, de Trew ou encore le modèle EE-HEMT ont ainsi été testés et écartés chacun pour des raisons propres (non prise en compte des phénomènes de retard de commande de grille ou de drain, profil de transconductance ou de résistance R_{on} incompatibles, …).

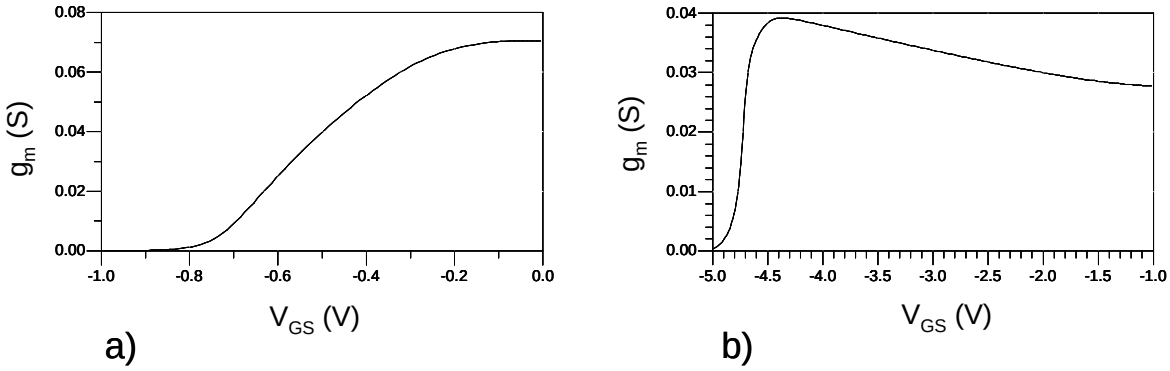


Figure 21 : simulation du gain de transconductance de deux transistors à effet de champ de largeur de doigt de grille 2x75µm issus de filières faible (a) et grande (b) bande interdite : a) modèle OMMIC filière ED02AH et b) modèle LAAS filière TIGER AlGaN/GaN sur substrat SiC

Plusieurs auteurs ont alors décidé de développer leurs propres modèles : Angelov a rajouté un jeu de paramètres offrant des degrés de liberté supplémentaires pour traduire le comportement harmonique avec la polarisation ou encore la dépendance de la mobilité à la température. Le modèle de Trew, basé sur des lois physiques, procure un excellent accord entre mesure et théorie. Simultanément, nous avons développé deux modèles pour les composants sur substrat Si et Al_2O_3 [58], puis sur substrat SiC. Le lecteur pourra se reporter aux travaux de G. Soubercaze-pun pour obtenir de plus amples renseignements sur la technique de modélisation employée pour le dispositif HEMT sur substrat SiC [14]. Nous proposons ci-dessous la confrontation des mesures et du modèle pour le réseau de caractéristiques de sortie $I_D(V_{DS})$ et $I_D(V_{GS})$ (Figure 22), les paramètres de dispersion en régime petit-signal (Figure 23) et la caractéristique de compression $P_S(P_E)$ (Figure 24).

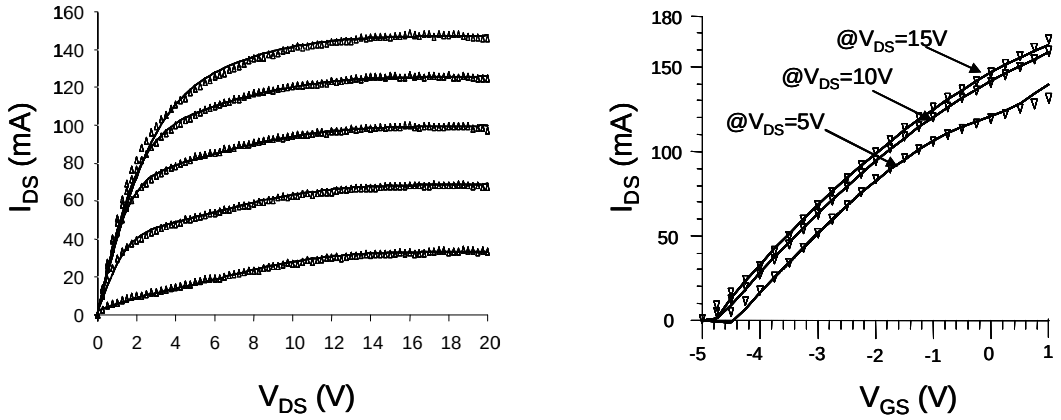


Figure 22 : accord entre la simulation (trait) et la mesure (symboles) des caractéristiques en impulsion (mesure sous polarisation V_{GS} = -3 V et V_{DS} = 10 V, avec une impulsion τ = 0.1 µs et une période T = 5 ms) d'un HEMT sur SiC (dimension 2x0.25x75 µm², tension de grille variable de -4 V < V_{GS} < 0 V).

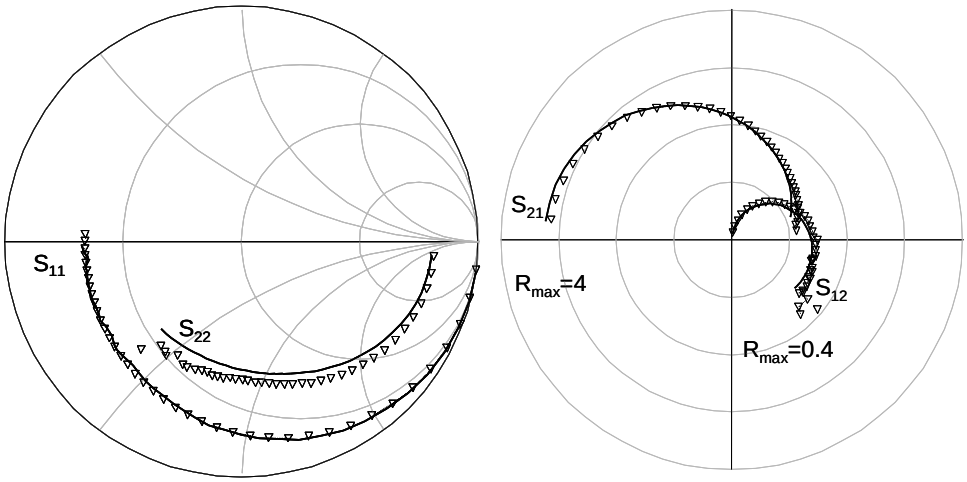


Figure 23 : comparaison des paramètres de dispersion d'un HEMT 2x0.25x75µm² mesurés (Δ) et simulés (—) pour un point de repos V_{GS} = -4 V et V_{DS} = 10 V. Domaine de validité du modèle entre 40 MHz et 40 GHz pour des polarisations comprises entre -5 V < V_{GS} < +1 V, 4 V < V_{DS}< 20 V.

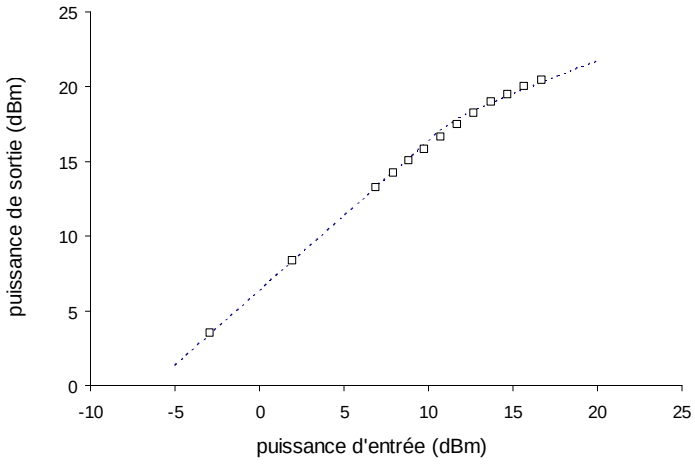


Figure 24 : caractéristique mesurée (□) et simulée (-) de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée du HEMT 2x0.25x75 µm² @ 10 GHz (V_{GS} = -3 V et V_{DS} = 10 V). La compression à 1 dB en sortie est P_{1dB} = 18 dBm.

Enfin, notre modèle permet la prise en compte des phénomènes de grille flottante (ou canal parasite de conduction) fréquemment rencontrés pour ces technologies. Des études plus récentes nous ont permis de modéliser analytiquement les effets de retard de commande de grille et de drain (‘gate lag’ et ‘drain lag’) lors des travaux de thèse de G. Astre.

1.4.2 HEMT sur substrat SiC

a) études des pièges en fonction de la polarisation et en fonction de la température

Le spectre de bruit en courant de drain des composants sur substrat SiC est révélateur de la présence de nombreux groupes de centres de génération-recombinaison. La Figure 25 illustre la présence d’au moins quatre d’entre eux notés GR1 à GR4 : une étude exhaustive en fonction de la polarisation indique que certains sont activés en fonction de la tension de grille V_{GS} (GR1 et GR2) alors que d’autres présentent une dépendance en fonction de la puissance dissipée P_{DC} donc vraisemblablement de la température (GR3 et GR4).

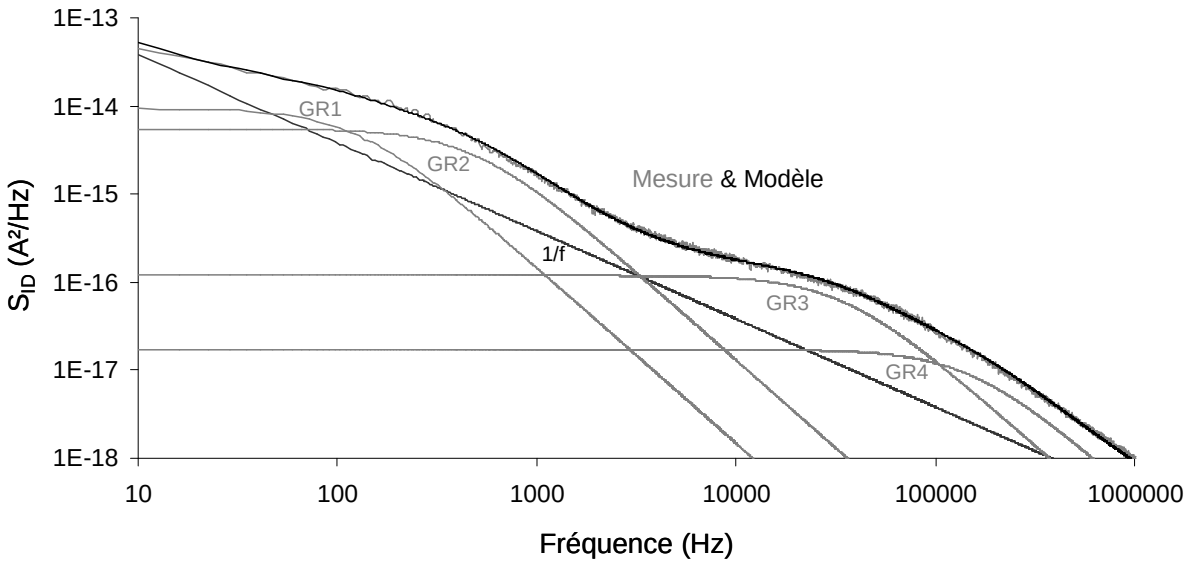
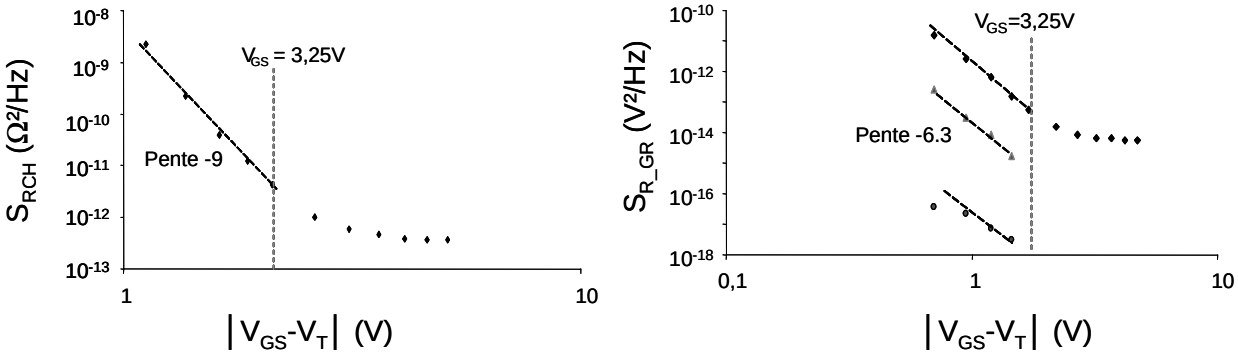


Figure 25 : spectre de bruit BF d’un transistor HEMT AlGaN/GaN sur SiC mesuré sous V_{GS}=-2 V et V_{DS}= 16 V

Ces centres de GR viennent masquer la source de bruit en 1/f et perturber l’exploitation de cette mesure. Ceci est la cause de la pente -7 qui apparaît sur la Figure 20 pour des tensions supérieures à V_{GS} = -3.25 V (i.e. V_G* < 2 V sur la Figure 20). Cette tendance ne correspond à aucune théorie du bruit en 1/f. Deux hypothèses cohérentes sont avancées ci-après : le cas a) de la Figure 26 correspond à une hypothèse de mobilité variable avec la tension de commande de grille, alors que le cas b) s’appuie sur une origine du bruit en 1/f liée à un continuum de centres de GR.



a) variation de μ_{e-} avec V_G^* mesures S_{RCH} @ 1 kHz

b) comportement des GR mesurés en bande pour étayer l'hypothèse d'un continuum de GR hors bande.

Figure 26 : origines probables de la pente -7 de la Figure 20. Les données sont exploitées à partir des mesures S_{ID} en régime ohmique de polarisation, et des équation 3 (cas a : variation de mobilité avec V_{GS}) et équation 4 (cas b : présence de centres GR hors bande de mesure agissant comme les trois GR mesurés en régime ohmique selon ♦ amplitude du 1er GR à 10 Hz, ▲ amplitude du 2ème GR à 110 Hz et ● amplitude du 3ème GR à 2 kHz).

● Dans le cas a) où la mobilité des porteurs μ_{e-} varie avec la tension de commande V_{GS} selon l'équation $\mu = \mu_0(n_s/n_{s0})^k$, elle répond à la loi proportionnelle $\mu_{e-} \# n_s^k \# V_G^{*k}$, où V_G^* représente la tension de grille effective $V_G^* = |V_{GS}-V_T|$. Dans le cas où la résistance prépondérante est celle des résistances séries et de contact, et que le bruit est principalement localisé dans le canal, alors la densité spectrale de bruit S_{RCH} des fluctuations de la résistance du canal est proportionnelle à V_G^*. Cette densité de bruit peut être calculée à partir de la mesure du bruit en courant de drain S_{ID} normalisée, par la relation suivante :

$$S_{RCH} = \frac{S_{ID}}{I_D^2}.(R_T - R_S)^2 \quad (\Omega^2 / Hz) \qquad \textbf{Eq. 3}$$

R_T représente la résistance en régime ohmique du composant et R_S correspond aux résistances séries d'accès du composant coté drain et coté source, évaluées avec précision à partir des mesures de bruit BF [14]. La pente de -9 correspond à la zone de polarisation donnant lieu à la pente de -7 issue de la représentation en valeur absolue S_{ID}/I_D^2 de la Figure 20. Sachant que $S_{RCH} \# V_G^{*\,-3(1+k)}$ pour cette zone de fonctionnement, nous obtenons un coefficient k = 2. Ce résultat est cohérent avec les valeurs $1.1 < k < 2$ observées pour des gaz 2DEG.

● Le cas b) correspond à une hypothèse où des centres de GR en dehors de la bande de mesure viennent artificiellement rehausser le niveau de bruit extrait 1/f (Figure 20), voire créent un pseudo spectre 1/f conformément à la théorie de Mc Worther. Ces centres de GR étant en dehors de la bande de mesure, ils ne peuvent pas être extraits par notre logiciel d'analyse de spectre BF (cf. 1.1.1 : le bruit basse-fréquence). Sous l'hypothèse d'une dépendance de tous les centres de GR selon une loi en $V_G^{*\,-7}$, le niveau de bruit 1/f de la

Figure 20 peut donc être relié à la densité spectrale des fluctuations de la résistance R dues aux centres de G-R ($S_{R\text{-}GR}$) extraits dans la bande de mesure à des fréquences de 10 Hz, 110 Hz et 2 kHz, et représentés en Figure 26 b). Une pente de -6,3 est obtenue pour les tensions V_{GS} inférieures au seuil de -3.25 V également identifié sur la Figure 20 et sur la Figure 26 a). L'expression théorique de la densité de bruit de centre de GR démontre qu'elle est proportionnelle au rapport de la densité de pièges sur le nombre de porteurs au carré conformément à l'équation 4 ci-dessous. Le bruit des centres de GR dépend donc de V_G* selon la relation suivante :

$$S_{R_GR} = \frac{N_t}{N^2}.(R_T - R_S)^2 \; \alpha V_G^{*-1-2(1+k)} = V_G^{*-3-2k} \quad (V^2/Hz) \qquad \textbf{Eq. 4}$$

Ayant évalué précédemment une valeur de k = 2, nous obtenons ici une valeur de pente de -7 en utilisant l'équation ci-dessus. La pente issue des mesures (Figure 26 b) est évaluée à -6,3. L'hypothèse de la dépendance de la mobilité μ_{e-} avec la tension de grille effective V_G* concorde avec les résultats de dépendance de l'amplitude des GR avec cette même tension. La seule alternative pour identifier le processus véritablement responsable du comportement singulier de la Figure 20 passerait par une extension de la bande de fréquence haute du banc de mesure BF pour valider l'hypothèse b), ou par la mesure de magnéto-transconductance qui consiste en l'évaluation de la mobilité interne du transistor en fonction de la commande de grille pour confirmer l'hypothèse a). La valeur k=2 commune à ces deux hypothèses laisse toutefois entrevoir la possibilité d'une unification de ces théories, que nous aborderons lors de futurs travaux.

D'autre part, les centres de GR dont les fréquences de coupure sont les plus élevées (entre 1 kHz et 1 MHz pour GR3 & GR4) sont probablement liés à la température : des études en régime ohmique et en régime saturé en fonction de la température ont mis en évidence des effets de piégeage dépiégeage supposés liés à des lacunes d'azote dans le canal sous la grille (énergie d'activation mesurée E_a = 0.21 eV) et à la présence d'accepteurs de type MgGa (E_a = 0.43 eV) [59][60].

b) impact du bruit des composants sur les applications (substrat SiC)

En raison de leurs performances électriques, les technologies GaN possèdent de réels arguments pour prétendre à des applications aux hautes fréquences : des caractérisations en bruit HF font état d'un facteur de bruit minimum de F_{min} = 0.8 dB à 8 GHz, pour une résistance équivalente de bruit de 32 Ω et un module de coefficient de réflexion optimal en

bruit de l'ordre de 0.7 pour une polarisation de courant de drain $I_{DSS}/4$ [61]. Ces résultats encourageants ont été validés, dans le cadre d'un contrat ANR ANDRO, par l'IEMN et Thales Alenia Space au travers de la réalisation d'amplificateurs faible bruit robustes (i.e. sans limiteur bruyant placé avant le LNA). Par ailleurs, nous avons réalisé des mesures de bruit de phase résiduel sur ces composants pour différents niveaux de puissance d'entrée. Ces mesures ont été exploitées pour la réalisation d'un oscillateur hybride à faible bruit de phase en bande X dans le chapitre 2. Cet oscillateur a démontré une parfaite stabilité de sa puissance de sortie, mais le bruit de phase a subi une forte dégradation sur une période de 500 h de fonctionnement. La stabilité de ces composants n'est donc pas encore parfaitement maîtrisée, et des études de fiabilité sont indispensables pour interpréter les origines de ces dérives : les premières études se sont appuyées sur le retour d'expérience éprouvé des mécanismes de dégradation des filières III-V à faible bande interdite, mais des travaux plus récents font état de principes plus complexes qui mobilisent les équipes du domaine [62]. Les travaux de R.J. Trew [63] mettent en évidence le rôle majeur de la grille dans les mécanismes de dégradation. Le phénomène de grille virtuelle à l'origine du phénomène de canal parasite en est une conséquence directe (accumulation de charges entre grille et drain). Il évoque également le rôle des courants de fuite de grille qui induisent des dégradations réversibles ou permanentes (effet tunnel). Notre implication dans cet axe de fiabilité se poursuit dans le cadre de la thèse de G. Astre financée par la DGA, et qui porte sur l'étude des mécanismes de dégradation sous différentes contraintes thermiques, électriques et dynamiques en collaboration avec UMS et Thales Research & Technology.

1.4.3 HEMT sur substrat Si

Lors des travaux précédents sur l'extraction des niveaux d'énergie des pièges présents dans le canal de dispositifs sur substrat SiC, nous avons collaboré avec le laboratoire GEMaC de Meudon (contrat ANR ANDRO). Le deutérium (ions H^+) est utilisé comme marqueur chimique pour localiser les pièges grâce à des mesures SIMS (secondary ion mass spectroscopy). Nous avons ainsi vérifié qu'un nombre important de pièges se situent à l'interface AlGaN/GaN et également dans le gaz bidimensionnel (2DEG) (Figure 27). Ces interprétations viennent confirmer nos mesures de bruit BF à polarisation variable (évolution des centres de GR en fonction de V_{GS} et V_{DS} des composants sur substrat SiC) qui permettaient d'attribuer certains centres GR à des pièges d'interface et d'autres à des pièges de volume.

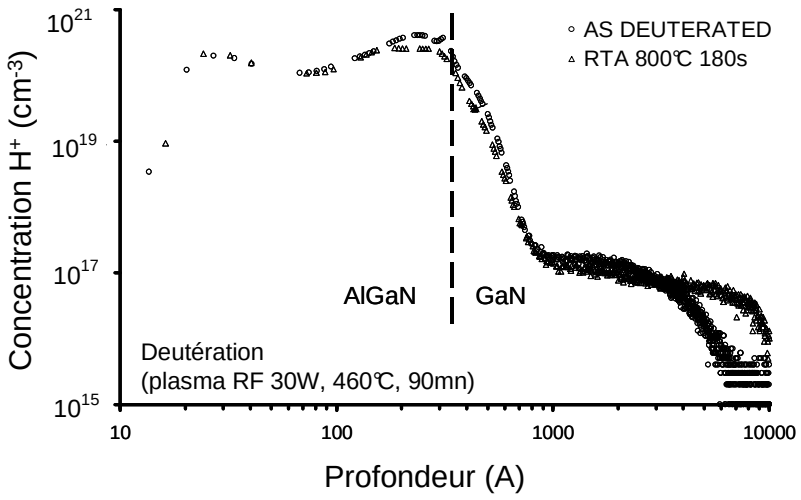
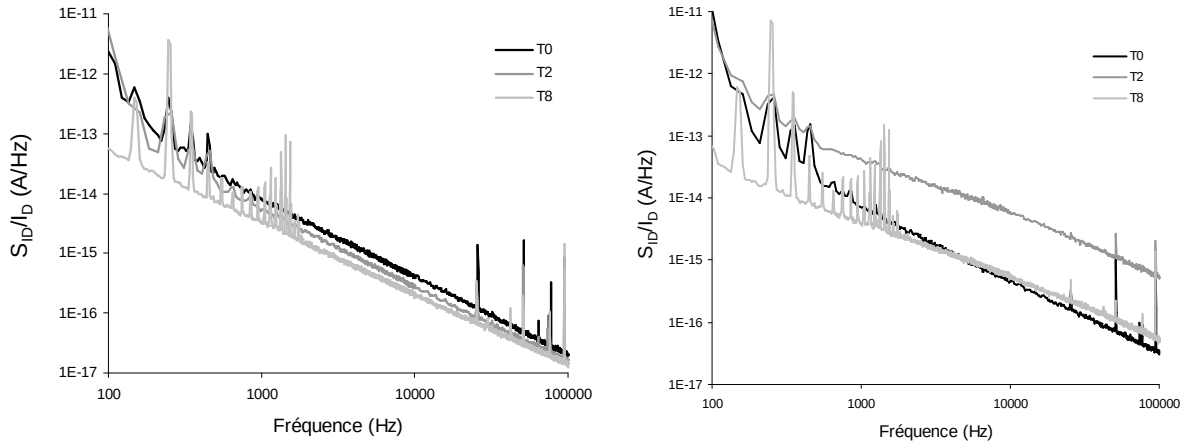


Figure 27 : mesures SIMS d'échantillon deutéré AlGaN/GaN sur substrat SiC [64] (même profil sur substrat Si). Ces mesures mettent en évidence la présence de pièges dans la couche AlGaN, et plus particulièrement à l'interface AlGaN/GaN et dans le gaz 2DEG (GaN), i.e. les zones de conduction des porteurs e^-.

Après avoir caractérisé des transistors sur substrat Si, nous avons entrepris d'améliorer la robustesse de ces transistors par application d'une technique spéciale : le deutérium n'est plus utilisé comme marqueur, mais sa liaison chimique avec les lacunes est mise à profit pour passiver les pièges et améliorer la robustesse de la technologie. Sur des transistors HEMT réalisés sur substrat Si, nous avons donc volontairement intégré du deutérium dans les zones actives où sont localisés les pièges. Des études sur couches AlGaN/GaN ont permis d'étudier l'impact de la diffusion de deutérium sur le nombre et la mobilité des porteurs : différentes conditions de deutération ont été testées afin de recouvrer la densité et la mobilité initiales des porteurs. Une demi-plaquette a subi l'étape de diffusion du deutérium (plasma RF 2W, 380°C, 3mn) alors que la seconde moitié de plaquette est restée intacte. Les caractéristiques électriques et en bruit initiales sont identiques pour les composants des deux demi-plaquettes ; de plus, seule une composante de bruit en 1/f compose le spectre de bruit S_{ID} des dispositifs sur substrat Si. Les transistors ont ensuite été soumis à des contraintes thermiques (500°C, 200°C durant 160mn au total) afin de vérifier leur comportement qualitatif en stockage [65].

Des spectres de bruit typiques, mesurés après contraintes, sont représentés sur la Figure 28. Sur les 8 composants mesurés dans chaque lot, seuls les composants deutérés voient leur spectre de bruit rester stable au cours des différentes mesures de reprises après application des contraintes thermiques : il semblerait même que le spectre de bruit s'améliore légèrement, en raison d'une possible redistribution du deutérium sous l'effet de la température. Le deutérium semble jouer un rôle 'passivant' sur les défauts des transistors étudiés [66][67]. A l'inverse, les transistors non-deutérés ont des caractéristiques en bruit plus

disparates (1/f ou $1/f^{\gamma}$, GR) et qui évoluent en fonction de la durée de la contrainte. De plus, il existe une corrélation entre le courant de drain et l'évolution du spectre de bruit S_{ID} pour les transistors non-deutérés, certainement imputable à une modification du profil de la transconductance. Des études sont en cours pour proposer un mécanisme électrique cohérent avec ces observations, en utilisant notamment la simulation physique comme outil de diagnostic supplémentaire.



a) composant deutéré b) composant non-deutéré

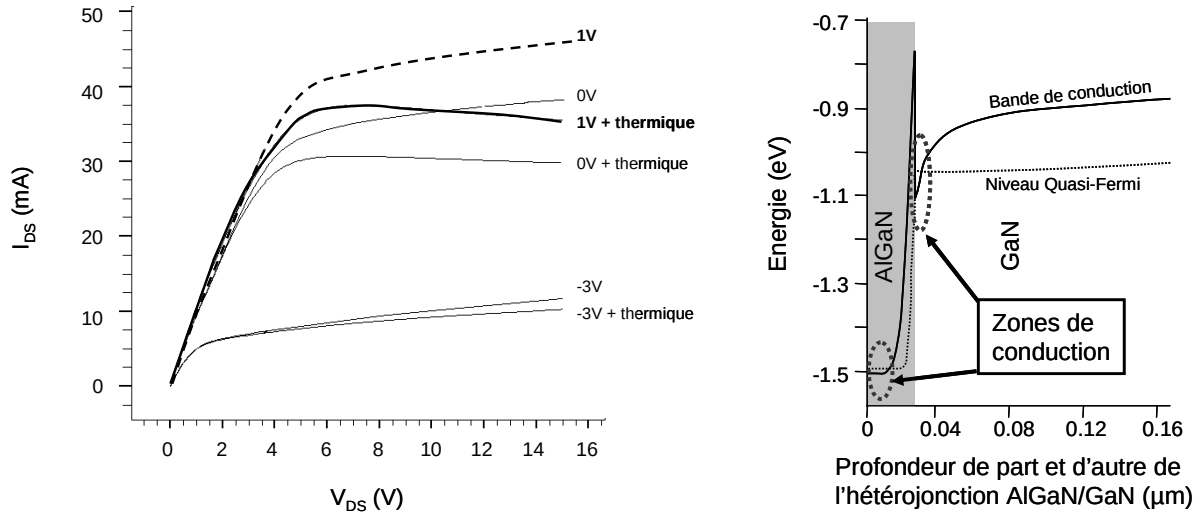
Figure 28 : spectres de bruit BF S_{ID} pour un composant deutéré (a) et un composant non deutéré (b) mesurés à divers intervalles de temps (T0 : initial, T2 : 20mn @500°C, T8 : 150mn @ 200° et 500°).

L'introduction d'un matériau passivant approprié dans les dispositifs actifs électroniques semble ainsi offrir de nouvelles opportunités pour durcir les technologies à base de Nitrure de Gallium. Néanmoins, la connaissance fine des mécanismes qui régissent leur interaction avec les dispositifs reste un pré-requis indispensable pour maîtriser efficacement un tel procédé.

1.4.4 HEMT sur substrat Al_2O_3

Les transistors sur substrat saphir sont les premiers que nous avons été amenés à caractériser : les signatures en bruit BF ont démontré de nombreux phénomènes distincts liés aux états de surface et d'interface, effets de grille flottante, influence du profil de la zone de charge d'espace sous la grille, … Nous avons calibré un logiciel physique pour simuler le comportement physique des dispositifs à effet de champ, en apportant quelques aménagements spécifiques notamment pour la prise en compte des mobilités et effets thermiques dans le GaN [68]. Les simulations physiques réalisées sous Silvaco (logiciel Atlas,

Figure 29) nous ont permis de mieux comprendre certains mécanismes de conduction de ces transistors : parmi ces phénomènes, les variations d'index de fréquence relevées sur le spectre de bruit BF S_{ID} représentent un cas d'étude intéressant. Les simulations des niveaux d'énergie pour différentes positions entre grille et drain font apparaître deux zones de conduction, l'une étant située dans le gaz bidimensionnel 2DEG (à l'interface AlGaN/GaN coté GaN dans la figure 29 b) et l'autre dans la couche supérieure AlGaN (zone en bas de la figure 29b). Ce canal parasite de conduction dans la couche AlGaN est une des causes des mécanismes de dégradation les plus gênants récemment identifiés (courants de fuite de grille près de la grille vers le gaz 2DEG, stockage de charges entre grille et drain et phénomène de grille flottante associé). Ces simulations permettent également de suivre l'évolution de la présence de ce canal parasite selon les conditions de polarisation et pour différentes position entre grille et drain : la figure 29.b est donnée à titre d'illustration pour une position médiane entre grille et drain et pour une polarisation V_{GS} = 0 V et V_{DS} = 2 V.



a) b)

Figure 29 : simulation (Atlas de Silvaco) des caractéristiques de sortie I-V (a) et du diagramme de bande d'une hétérostructure HEMT AlGaN/GaN simulée pour une position médiane entre grille et drain et pour V_{GS} = 0 V et V_{DS} = 2 V (b).

En confrontant les mesures statiques, celles en bruit BF et les simulations physiques, nous avons ainsi mis en évidence un mode de transport des porteurs de charge tout à fait original [69][70][71] : l'index de fréquence γ de la source de bruit $1/f^{\gamma}$ varie sur une gamme $0.7 < \gamma < 1.2$ (Figure 30 et Figure 31) en fonction de la tension drain-grille selon le trajet emprunté par les porteurs (Figure 32).

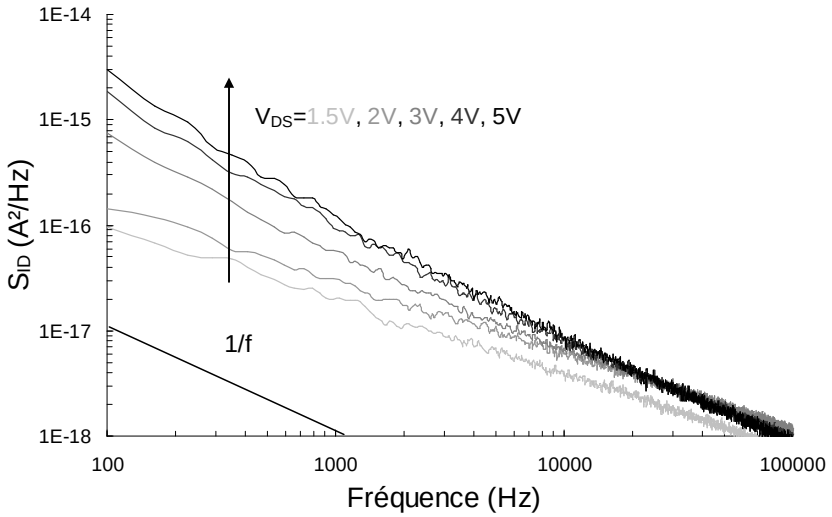


Figure 30 : évolution en $1/f^{\gamma}$ du spectre du bruit en courant de drain S_{ID} d'un HEMT AlGaN/GaN sur saphir (V_{GS} = 0 V, V_{DS} variable).

Cet index semble lié au mode cinétique des porteurs entre grille et drain, et plus particulièrement au canal de conduction qu'utilisent les porteurs conformément aux simulations physiques réalisées à différents points de repos (Figure 29 b). Les variations peuvent se résumer à trois modes de conduction reportés sur la Figure 31.

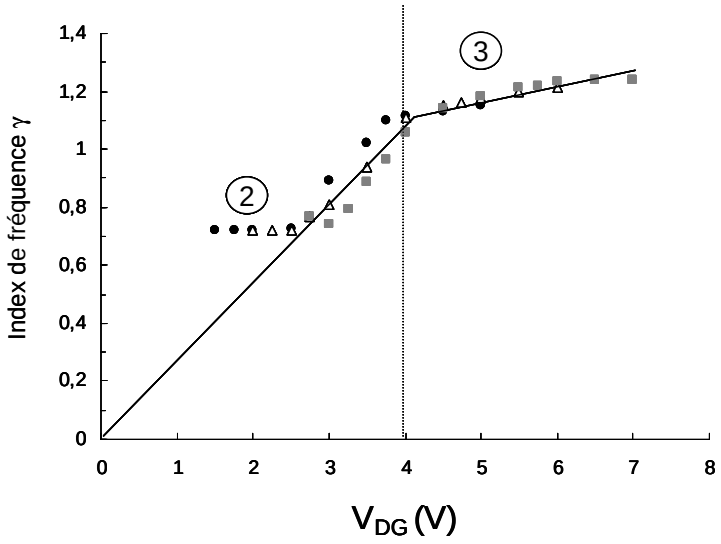


Figure 31 : évolution de l'index de fréquence γ de la source $1/f^{\gamma}$ en fonction de la tension V_{DG} pour un transistor HEMT AlGaN/GaN sur saphir (pour V_{GS} variant de 0V à -2V, respectivement représentée par ♦, Δ et ■).

- Pour $\gamma = 0.7$, la conduction des porteurs entre grille et drain s'opère dans le gaz 2DEG et dans le canal parasite situé dans la couche AlGaN (cf. figure 29b). Cette double conduction s'opère sur l'intégralité de la zone comprise entre grille et drain.

- Puis la conduction dans le canal parasite entre grille et drain disparaît progressivement lorsque la tension V_{DG} augmente pour se produire essentiellement dans le canal 2DEG lorsque $\gamma = 1$. La zone de transition entre le mode de transport du premier alinéa et de l'alinéa suivant est représentée par la droite affine entre le plancher 2 et la zone 3 de la Figure 31 : γ augmente alors de 0.7 à 1, avec une tendance identique quelle que soit la polarisation de grille V_{GS}. Les variations de γ dépendent de la seule tension V_{DG}.

- Enfin, au-delà de $V_{DG} = 4$ V nous obtenons une conduction exclusive dans le gaz bidimensionnel. Un phénomène localisé de conduction dans le volume GaN sous la grille est la cause d'une légère augmentation de l'index de fréquence jusqu'à une valeur de $\gamma = 1.2$: cette conduction de volume est attribuée au rapprochement de la bande de conduction et du niveau de quasi-Fermi dans une zone proche sous la grille coté drain, conformément aux résultats des simulations physiques.

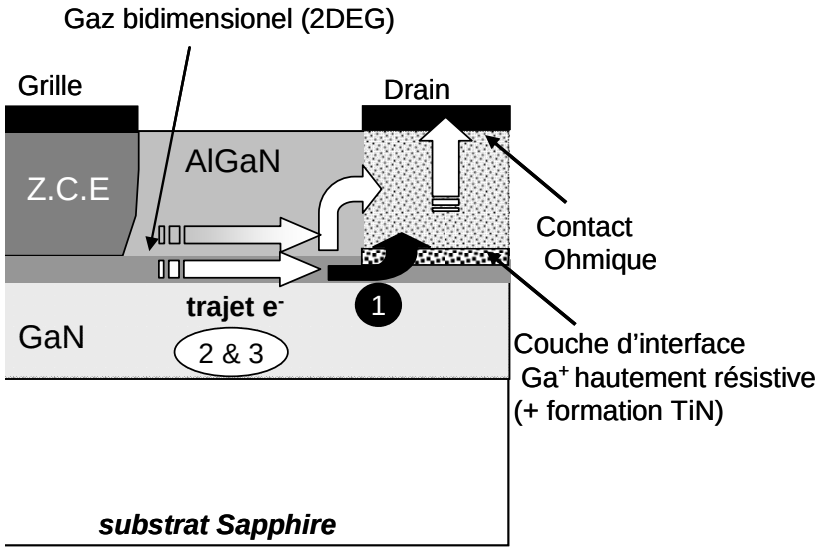


Figure 32 : représentation en coupe d'un transistor entre grille et drain, et trajets d'électrons associés dans le gaz 2DEG qui explique le bruit correspondant aux zones 2 et 3 de la Figure 31) et dans le canal parasite AlGaN (qui explique le bruit de la zone 2 uniquement).Il existe donc une conduction sur la totalité du canal AlGaN entre grille et drain pour $\gamma = 0.7$, et une conduction partielle dans ce canal vers le drain lorsque $0.7 < \gamma < 1$, ou encore lorsque $2.5\ V < V_{DG} < 4V$). Le défaut résistif de la zone ❶ n'est pas pris en compte dans notre développement, cf [69].

A notre connaissance, ces résultats sont les premiers à proposer un lien entre l'index de fréquence du bruit en 1/f et les mécanismes de transport dans les dispositifs actifs. D'autres

travaux font état d'une relation entre γ et un paramètre énergétique de distribution de pièges (cas des transistors couches minces [72]). Cette théorie n'explique toutefois que les cas où $\gamma < 1$. Sur la base d'autres travaux prônant l'activation thermique de l'index de fréquence [10], des valeurs $0.9 < \gamma < 1.15$ ont été mesurées sur un dispositif GaN pour une tension V_{GS} unique. Cette hypothèse ne convient pas au cadre de notre étude (indépendance de la variation de γ et de V_{GS}, donc de I_{DS}, P_{DC} et T).

L'étude des dispositifs à grande bande interdite s'avère ouvrir un champ d'investigations d'envergure : les théories éprouvées des filières GaAs ne suffisent pas pour expliquer ou modéliser ces technologies GaN par simple transposition. Les recherches pluridisciplinaires sont indispensables pour appréhender simultanément les problématiques thermique, électrique et chimique. Les études faisant état de mesures statiques et pulsées, dynamiques et en bruit, à température ambiante ou en étuve permettent de croiser les données, et de calibrer des logiciels physiques pour réduire le nombre et le temps d'expériences complexes. Le cadre des études de fiabilité est encore plus sensible à la lourdeur qu'implique une telle démarche expérimentale, qui est pourtant la seule alternative envisageable à l'heure actuelle.

1.5 Conclusion

Durant nos années de recherche sur les composants, nous avons été amenés à mesurer et à modéliser des transistors à effet de champ III-V à faible (GaAs) et grande (GaN) bandes interdites ainsi que des transistors bipolaires III-V et SiGe de différentes filières commerciales ou de centres R&D. Au travers des différentes technologies étudiées, nous avons pu appréhender les modes de fonctionnement électrique et en bruit spécifiques à chaque dispositif : nous avons particulièrement mis l'accent sur les filières bipolaires MMIC SiGe et sur les dispositifs à effet de champ GaN. La modélisation électrique nous a permis d'analyser le comportement dynamique des transistors, tandis que la mesure des signatures en bruit (basse-fréquence ou haute fréquence) des divers composants et leur modélisation a permis de pousser plus loin notre connaissance de ces technologies. L'étude de variantes technologiques sur une filière BiCMOS a permis de quantifier par la mesure et par les modèles dynamiques et en bruit HF l'impact des paramètres de base (niveau de dopage, épaisseur, profil de Ge, …) sur les performances des transistors. Des analyses transverses de différentes technologies SiGe ont démontré l'importance de la maîtrise de l'épitaxie de la base où sont déterminées les

performances électriques et en bruit des composants. L'analyse structurelle de transistors à effet de champ GaN a mis en évidence de nombreux centres recombinants pour la technologie sur SiC : une étude exhaustive de ces centres en fonction de la polarisation et de la température a permis d'en identifier l'origine. Il est probable que d'autres centres de GR en dehors de la bande de mesure viennent modifier la valeur de l'amplitude C de la source de bruit en C/f, et par là même provoquer un comportement singulier de sa variation avec la polarisation de grille. Si l'analyse et l'identification de l'origine des mécanismes de bruit ont été mises à profit pour améliorer ou optimiser les procédés de fabrication, elles ont également été utilisées pour étudier l'impact de contraintes particulières sur la fiabilité des transistors. Différentes techniques de passivation ont été éprouvées sur des TBH GaInP/GaAs et SiGe selon l'application de contraintes thermiques et électriques afin de définir un procédé de fabrication robuste. Des études sur des composants GaN ont démontré que la deutération des dispositifs GaN ouvre une voie originale qui consiste à neutraliser les centres de défauts afin de stabiliser le procédé de fabrication. Certains mécanismes complexes ne peuvent être perçus par une approche mono-diagnostic : nous pensons avec conviction que l'utilisation conjointe d'outils de métrologie électrique et en bruit avec des simulateurs physiques et électriques, ouvre de nouvelles perspectives d'analyse des filières technologiques. La cohérence avérée des résultats issus de ces simulations avec ceux issus des mesures est alors un indicateur fiable sur lequel les fondeurs et les concepteurs peuvent s'appuyer en toute confiance. Si de tels modèles sont utilisables pour des types de simulations très variés, l'approche de modélisation traditionnelle est éprouvée sur des champs applicatifs plus spécifiques : la connaissance du comportement électrique et en bruit des dispositifs représente un atout indéniable pour gérer les compromis sur la polarisation et le dimensionnement des transistors afin de concevoir des circuits optimisés faible bruit du type oscillateur ou amplificateur. C'est l'enjeu du chapitre suivant qui propose, entre autres, des réalisations faible bruit en technologie intégrée MMIC SiGe et en réalisation hybride pour la filière GaN.

Références bibliographiques du chapitre 1 : caractérisation et modélisation électrique et en bruit des composants.

[1] Lien internet de l'activité 'bruit' du groupe 'Micro-ondes et Optomicro-ondes des Systèmes de Télecommunication' (MOST) du LAAS-CNRS : http://www.laas.fr/laas/1-5905-Bruit-electrique.php

[2] J. Graffeuil, G. Blazquez, 'Caractérisation des matériaux et des composants semiconducteurs au moyen de mesures de bruit de fond', Acta Electronica, 25, 3, 1983, pp. 261-279.

[3] Van Der Ziel, 'Theory of shot noise in junction diodes and junction transistors', Proceedings of the IRE, Nov. 1955, pp. 1639-1646.

[4] A. L. McWhorter, '1/f noise and germanium surface properties', In Semiconductor Surface Physics, edited by R. H. Kingston, University of Pennsylvania, Philadelphia, 1957, pp. 207–228.

[5] C. Surya and T.Y. Hsiang, 'A thermal activation model for $1/f^{\gamma}$ noise in Si-MOSFETs', Solid State Electronics, 31, 959, 1988, pp. 959-964.

[6] B. Pellegrini, 'Diffusion, mobility fluctuation, and island models of flicker noise', Physical review B, Vol. 26, N°4, August 1982.

[7] L.K.J. Van Damme, X. Li, and D. Rigaud 'l/f noise in MOS devices, mobility or number fluctuations?' IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 41, N°. 11, November 1994, pp. 1936-1945.

[8] L.K.J. Vandamme and F.N. Hooge, 'What do we certainly know about 1/f noise in MOSTs?' IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. 55, N°. 11, November 2008, pp. 3070-3085.

[9] F.N. Hooge, P.A. Robert, 'On the correlation function of 1/f noise', Elsevier, Physica B 239, 1997, pp. 223-230.

[10] P. Dutta and P.M. Horn, 'Low frequency fluctuations in solids: 1/f noise', review of modern physics, Vol. 53, N°3, July 1981, pp. 487-516

[11] R. Plana, 'Bruit de fond dans les transistors à effet de champ et bipolaires pour micro-ondes', Thèse de l'Université Paul Sabatier, N° d'ordre 93042, février 1993.

12 L. Bary, 'Caractérisation et modélisation du bruit basse-fréquence de composants bipolaires micro-ondes : application à la conception d'oscillateurs à faible bruit de phase', Thèse de l'Université Paul Sabatier, rapport LAAS N°01658, décembre 2001.

[13] L. Bary, M. Borgarino, R. Plana, T. Parra, S.J. Kovacic, H. Lafontaine, J. Graffeuil, ' Transipedance amplifier-based full low-frequency noise characterization setup for Si/SiGe HBTs', IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 48, N°. 4, April 2001, pp. 767-773.

[14] G. Soubercaze-Pun, 'De l'étude en bruit basse fréquence à la conception d'un oscillateur en bande-X à partir de transistors AlGaN/GaN HEMT', Thèse de l'Université Paul Sabatier, N° d'ordre 07238, Janvier 2007.

[15] J.P. Roux, 'Etude du bruit de fond dans les transistors bipolaires hyperfréquences à hétérojonctions GaInP/GaAs', Thèse de l'Université Paul Sabatier, rapport LAAS N°96337, juillet 1996.

[16] O. Llopis, 'Approche théorique et expérimentale du bruit de phase des oscillateurs micro-ondes', mémoire d'Habilitation à Diriger les Recherches, rapport LAAS N° 00366, Juillet 2000.

[17] J. Verdier, 'Etude et modélisation des transistors à effet de champ micro-ondes à basse température ; application à la conception d'oscillateurs à haute pureté spectrale', Thèse de l'Université Paul Sabatier, N° ordre 2647, Mai 1997.

[18] M. Régis, 'Contribution à la conception des oscillateurs micro-ondes à haute pureté spectrale à base de transistors bipolaires silicium et silicium-germanium', Thèse de l'Université Paul Sabatier, N° ordre 3518, Octobre 1999.

[19] M. Régis, O. Llopis, B. Van Haaren, R. Plana, A. Gruhle, J. Rayssac, J. Graffeuil, 'Ultra low phase noise C and X bandbipolar transistors dielectric resonator oscillators', Proc. of the 1998 IEEE Frequency Control Symposium, pp. 507-511.

[20] O. Llopis, M. Régis, J. Verdier, J. Graffeuil, 'Développement d'un banc de mesure du bruit de phase résiduel dans la bande de fréquence 2-18 GHz', Journées Nationales Micro-ondes, Saint-Malo, Mai 1997, pp. 628-629.

[21] L. Escotte, 'Contribution à la caractérisation et à la modélisation en bruit des composants actifs aux fréquences micro-ondes', document d'Habilitation à Diriger les Recherches, rapport LAAS N°99206, Janvier 1999.

[22] G. Dambrine, H. Happy, F. Danneville, A. Cappy, 'A new method for on-wafer noise measurement', IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, N° 3, March 1993, pp. 375-381.

[23] J.G. Tartarin, 'Caractérisation et modélisation petit-signal et en bruit des transistors bipolaires à hétérojonction aux fréquences micro-ondes', Thèse de l'Université Paul Sabatier, rapport LAAS N°97545, décembre 1997.

[24] L. Escotte, J.G. Tartarin, J. Graffeuil, 'A cost effective techniquefor extending the low frequency range of a microwave noise parameter test set', IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. 48, N° 4, August 1999, pp. 830-834

[25] L. Escotte, R. Plana, J. Rayssac, O. Llopis, J. Graffeuil, 'Using cold FET to check accuracy of microwave noise parameter test set', Electronic Letters, Vol. 27, N°. 10, May 1991, pp. 833-835.

[26] G. Cibiel, L. Escotte, O.Llopis, 'A study of the correlation between high-frequency noise and phase noise in low-noise silicon-based transistors', IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, Vol. 52, N°1, January 2004, pp.183-190.

[27] C. Chambon, L. Escotte, S. Gribaldo, O. Llopis, 'C-Band noise parameter measurement of microwave amplifiers under nonlinear conditions', IEEE trans. on Microwave Theory and Technique, Vol. 55, N°4, April 2007, pp.795-800.

[28] J.G. Tartarin, L. Escotte, J. Graffeuil, 'Small-signal model extraction technique dedicated to noise behaviour of microwave HBTs', GAAS'98 - 28th European Microwave Week, Amsterdam (Pays-Bas), 5-6 October 1998, pp.301-306.

[29] L. Escotte, J.G. Tartarin, R. Plana, J. Graffeuil, 'High-frequency noise in heterojunction bipolar transistors', Solid-State Electronics, Vol.42, N°4, April 1998, pp. 661-663.

[30] J.G. Tartarin, L. Escotte, J.Graffeuil, 'Modélisation en bruit du TBH aux fréquences microondes à partir de son schéma équivalent petit signal', 11èmes Journées Nationales Microondes (JNM'99), Arcachon (France), 5-7 Mai 1999.

[31] M. Borgarino, J.G. Tartarin, R. Plana, S.L. Delage, J. Graffeuil, F. Fantini, 'The influence of the emitter orientation on the DC and low frequency noise characteristics of GaInP/GaAs HBTs', GaAs'98 Conference, Amsterdam (Hollande), 5-6 October 1998, pp.111-116.

[32] L. Escotte, J.G. Tartarin, R. Plana, J. Graffeuil, 'Fiabilité des transistors bipolaires à hétérojonction GaInP/GaAs'() Contrat CNES N°844/2/06/0006, rapport LAAS N° 97505, Décembre 1997, 17p.

[33] L. Escotte, J.G. Tartarin, R. Plana, J. Graffeuil, 'Fiabilité des transistors bipolaires à hétérojonction GaInP/GaAs Marché CNES 844/2/06/0006, rapport LAAS N° 97287, Juillet 1997, 20p.

[34] M. Borgarino, J.G. Tartarin, S.L. Delage, F. Fantini, J. Graffeuil, R. Plana, 'Reliability trend in GaInP/GaAs HBTs', 8th European Heterostructure Technology HETECH Workshop'98, Cardiff (GB), 13-15 September 1998.

[35] M. Borgarino, F. Fantini, R. Plana, J.G. Tartarin, J. Graffeuil, S.L. Delage, 'Correlation between burn-in effect and emitter orientation in GaInP/GaAs HBTs', 28th European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC'98), Bordeaux (France), 8-10 Septembre 1998, pp. 396-399.

[36] M. Borgarino, J.G. Tartarin, S.L. Delage, R. Plana, F. Fantini, J. Graffeuil, 'Correlation between the burn-in effect and the extrinsic base surface quality in C-doped GaInP/GaAs HBTs', Workshop on High Performance Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications (EDMO'97), London (U.K), 24-25 November 1997, pp. 43-48

[37] M. Borgarino, R. Plana, J.G. Tartarin, S.L. Delage, H. Blanck, F. Fantini, J. Graffeuil, 'On the stability of the DC and RF gain of GaInP/GaAs HBTs', 4th IEEE International Workshop on High Performance Devices for Microwave and Optoelectronic Applications (EDMO'96), Leeds (GB), 25-26th November 1996, pp. 37-42.

[38] J.G. Tartarin, L. Escotte, M. Borgarino, R. Plana, J. Graffeuil, 'Hydrogen induced degradation in GaInP/GaAs HBTs revealed by low Frequency noise measurements', Material Research Society, April 2004, Vol. 813 'Hydrogen in semiconductors', pp.181-186, ISBN 1-55899-763-6.

[39] A. Chantre, M. Marty, J.L. Regolini, M. Mouis, J. De Pontcharra, D. Dutartre, C. Morin, D. Gloria, S. Jouan, F. Chaudier, M. Aussous, M. Roche, 'A highly manufacturable 0.35 µm SiGe HBT technology with 70 GHz fmax », ESSEDERC'98 proceedings, Bordeaux, France, 8-10th September 1998, pp. 448-451.

[40] J.G. Tartarin, R. Plana, M. Borgarino, H. Lafontaine, M. Regis, O. Llopis, S. Kovacic, 'Noise properties in SiGe BiCMOS devices' 7th IEEE International Symposium on High Performance Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications (EDMO'99), London (GB), 22-23th November 1999, pp.131-136.

[41] W.E. Ansley, J.D. Cressler, D.M. Richey, 'Base-profile optimization for minimum noise figure in advanced UHV/CVD SiGe HBT's', IEEE Transactions on MTT, Vol. 46, N°5, May 1998, pp. 653-660.

[42] J.G. Tartarin, J. Graffeuil, 'Optimisation du procédé technologique BiCMOS de ST-microelectronics en vue de l'amélioration des paramètres de bruit aux fréquences micro-ondes des TBH SiGe : rapport 1', rapport LAAS N° 99489, octobre 1999, 38p.

[43] J.G. Tartarin, J. Graffeuil, 'Optimisation du procédé technologique BiCMOS de ST-microelectronics en vue de l'amélioration des paramètres de bruit aux fréquences micro-ondes des TBH SiGe : rapport 2', rapport LAAS N° 00404, Aout 2000, 34p.

[44] J.G Tartarin, G. Cibiel, 'Caractérisation et modélisation petit signal et en bruit de transistors bipolaires à hétérojonction Si/SiGe aux fréquences micro-ondes', rapport LAAS N° 00405, Octobre 2000, 48p.

[45] G. Cibiel, 'Caractérisation et modélisation petit signal et en bruit de transistors bipolaires à hétérojonction Si/SiGe aux fréquences micro-ondes', rapport de DEA, Université Paul Sabatier et LAAS-CNRS, Juillet 2000, 46 p.

[46] E. Baldini, 'Technique de modélisation fort-signal pour transistor bipolaire à hétérojonction – application à la technologie BiCMOS SiGe', rapport de Master Erasmus, Université de Parme, Italie, septembre 2003, 50 p.

[47] M. Borgarino, J.G. Tartarin, J. Kuchenbecker, T. Parra, H. Lafontaine, T. Kovacic, R. Plana, J. Graffeuil, 'On the effects of hot carriers on the RF characteristics of Si/SiGe heterojunction bipolar transistors', IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 10, N° 11, November 2000, pp. 466-468.

[48] M. Borgarino, J. Kuchenbecker, J.G. Tartarin, L. Bary, T. Kovacic, R. Plana, F. Fantini, J. Graffeuil, 'Hot carrier effects in Si-SiGe HBTs', IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, Vol. 1, N° 2, June 2001, pp. 86-94.

[49] M. Borgarino, J. Kuchenbecker, J.G. Tartarin, L. Bary, T. Kovacic, R. Plana, R. Menozzi, F. Fantini, J. Graffeuil, 'Investigation of the hot-carrier degradation in Si/SiGe HNT's by intrinsic low frequency noise source modelling', JEDEC 2001, pp. 15-20.

[50] J. Kuchenbecker, M. Borgarino, L. Bary, G. Cibiel, O. Llopis, J.G. Tartarin, J. Graffeuil, S. Kovacic, J.L. Roux, R. Plana, 'Reliability investigations in SiGe HBT's', Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF systems, Ann Arbor (USA), 12-14 Septembre 2001, pp. 131-134.

[51] M. Borgarino, L. Bary, J. Kuchenbecker, J.G. Tartarin, H. Lafontaine, T. Kovacic, R. Plana, J. Graffeuil, F. Fantini, 'Hot carrier effects on the correlation resistance in Si/SiGe heterojunction bipolar transistor', 8th IEEE International Symposium on Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications (EDMO'2000), Glasgow (GB), 13-14 Novembre 2000, pp.8-13.

[52] J.G. Tartarin, 'La technologie GaN et ses applications pour l'électronique robuste, haute fréquence et de puissance', revue 'L'actualité Composants du CNES', N°27, 1er trimestre 2008, pp.18-30.

[53] Y. Cordier et al., 'Filière HEMT AlGaN/GaN sur silicium', Journées Nationales Microélectronique et Optoélectronique, Aussois 4-7 avril 2006.

[54] P. Kung, M. Razeghi, 'III-Nitride wide bandgap semiconductors: a survey of the current status and future trends of the material and device technology', Opto-electronics review 8(3), 2000, pp. 201-239.

[55] B. Ozpineci et al., 'Comparison of wide-bandgap semiconductors for power electronic applications', Oak Ridge National Laboratory ORNL/TM-2003/257, 26 p.

[56] J.G. Tartarin, G. Soubercaze-Pun, A. Rennane, L. Bary, S. Delage, R. Plana, J. Graffeuil, 'Low frequency noise of AlGaN/GaN HEMT grown on Al_2O_3, Si and SiC substrates', 18th International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF'2005), Salamanque (Spain), 19-23th September 2005, Noise and Fluctuations, Eds. T. Gonzalez, J. Mateos, D. Pardo, AIP Conference Proceedings 780, American Institute of Physics, 2005, ISBN 0-7354-0267-1, pp.299-302.

[57] L. Bary, E. Angeli, A. Rennane, G. Soubercaze-Pun, J.G. Tartarin, A. Minko, V. Hoel, Y. Cordier, C. Dua, R. Plana, J. Graffeuil 'Low frequency noise behaviour in GaN HEMT's on silicon substrate', Fluctuation and Noise, Las Palmas (Spain), May 2004 'Noise in Devices and Circuits II', Proceedings of SPIE, Vol.5470, Eds. F. Danneville, F. Bonani, MJ. Deen, ME. Levinshtein, ISBN 0-8194-5396-X, 2004, pp. 286-295.

[58] J.G. Tartarin, G. Soubercaze-Pun, C. Gaquière, 'Low frequency noise in AlGaN/GaN HEMT and RF noise simulation of a transceiver', TARGET short courses on QuickShot Modelling WP2.1.2.2, Vienna, Austria, 4th february and WP2.1.2.2, 14-16th april 2005, Orvieto, Italy.

[59] J.G. Tartarin, G. Soubercaze-Pun, J.L. Grondin, L. Bary, J. Mimila Arroyo, J. Chevallier, 'Generation-recombination defects In AlGaN/GaN HEMT on SiC substrate, evidenced by low frequency noise measurements and SIMS characterization', 19th International Conference on Noise and Fluctuations, Tokyo (Japan), 9-14 September 2007, American Institute of Physics, ISBN 978-0-7354-0432-8, pp. 163-166.

[60] J.L. Grondin, 'Caractérisation de la filière GaN à grande bande interdite pour l'électronique hyperfréquence', rapport de Master2 Recherche de l'Université Paul Sabatier, Juillet 2006, 29p.

[61] J.G. Tartarin, G. Soubercaze-Pun, L. Bary, C. Chambon, S. Gribaldo, O. Llopis, L. Escotte , R.Plana, S. Delage, C. Gaquière, J. Graffeuil, 'Low frequency and linear high frequency noise performances of AlGaN/GaN grown on SiC substrate', 13th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GAAS'2005), Paris (France), 3-4 Octobre 2005, pp. 277-280.

[62] J. Joh, J.A Del Alamo, 'Mechanisms for electrical degradation of GaN high-electron mobility transistors', IEEE IEDM Tech. Digest, San Francisco, USA, December 2006, 4p.

[63] R.J. Trew, D.S. Green, J.B. Shealy, 'AlGaN/GaN HFET reliability', IEEE Microwave magazine, June 2009, pp. 116-127.

[64] J. Mimila Arroyo, 'Effect of deuterium diffusion on the electrical properties of AlGaN/GaN heterostructures' Material Research Society Symposium, MRS 2005, San Francisco, USA, Symp. E.

[65] G. Astre, 'Etude de la deutération de dispositifs HEMT AlGaN/GaN', stage Master2 Recherche de l'Université Paul Sabatier, Juillet 2007, 40p.

[66] J.G. Tartarin, G. Astre, L. Bary, J. Chevallier, S. Delage, 'Improved robustness of AlGaN/GaN HEMTs using deuterium to passivate the structural defects' International Conference on Electronic Materials (ICEM 2008), IEEE Publishing Conference on Optoelectronic and Microelectronic Materials and Devices (COMMAD 2008), Digital Object Identifier 10.1109/COMMAD.2008.4802078, 28 July 2008, pp. 4-7.

[67] G. Astre, J.G.Tartarin, J. Chevallier, S. Delage, 'Increased reliability of AlGaN/GaN HEMTs versus temperature using deuterium', European Microwave Week (EuMW 2008), Amsterdam (Pays Bas), 27-31 Octobre 2008, pp.187-189.

[68] G. Soubercaze-Pun, 'Modélisation physique d'un transistor à haute mobilité électronique en technologie GaN', rapport de DEA de l'Université Paul Sabatier, Juillet 2003, 40 p.

[69] J.G. Tartarin, G. Soubercaze-Pun, A. Rennane, L. Bary, R. Plana, J.C. De Jaeger, M. Germain, S. Delage, J. Graffeuil, 'Using low frequency noise characterization of AlGaN/GaN HEMT as a tool for technology assessment and failure prediction' Fluctuation and Noise, Las Palmas (Spain), May 2004 'Noise in Devices and Circuits II', Proceedings of SPIE, Vol.5470, Eds. F. Danneville, F. Bonani, MJ. Deen, ME. Levinshtein, ISBN 0-8194-5396-X, 2004, pp.296-306.

[70] G. Soubercaze-Pun, J.G. Tartarin, L. Bary, S. Delage, R. Plana, J. Graffeuil, 'Carrier's transport mechanisms investigations in AlGaN/GaN HEMT thanks to physical modelling and low frequency noise measurements', 12th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GAAS'2004), Amsterdam (Pays-Bas), 11-12 Octobre 2004, pp.159-162.

[71] J.G. Tartarin, G. Soubercaze-Pun, A. Rennane, L. Bary, R. Plana, J.C De Jaeger, M. Germain, S. Delage, J. Graffeuil, 'Low frequency noise and transport mechanisms in AlGaN/GaN HEMT devices', Workshop proccedings on GaN devices, European Microwave Week, GAAS'04, Amsterdam, October 2004.

[72] J.I. Lee, J. Brini, A. Chovet, C.A. Dimitriadis, 'Flicker noise by random walk of electrons at the interface in nonideal Schottky diodes', Solid-State Electronics, Volume 43, Issue 12, 1 December 1999, pp. 2185-2189.

CHAPITRE 2

CONCEPTION DE CIRCUITS FAIBLE BRUIT EN BANDE X ET EN BANDE K

2 Conception de circuits faible bruit en bande X et en bande K

La conception de circuits aux hautes fréquences est un domaine d'activité subtil, dans lequel l'expérience joue un grand rôle et qui fait appel à de nombreuses règles et différents outils. Ainsi les outils de simulation disponibles, tels que les simulateurs électriques ou simulateurs électromagnétiques, offrent des solutions logicielles aussi diverses que complexes. Dans chacun des domaines électrique et électromagnétique, les logiciels ont su évoluer pour proposer des plateformes de simulation compatibles. Le logiciel Cadence (basé sur un mode d'excitation temporelle des circuits) partage par exemple une plateforme de co-simulation avec le logiciel ADS (mode de résolution harmonique) par le biais de l'outil Golden Gate. D'autres logiciels tels que MicrowaveOffice (AWR) sous entendent, par le terme co-simulation, la possibilité de gérer simultanément des simulations électriques et des simulations électromagnétiques dans le domaine harmonique. Les logiciels électromagnétiques purs offrent également une palette conséquente d'outils pour la simulation fréquentielle (Sonnet, HFSS, …) ou temporelle (Empire, CST, …). La conception d'un circuit passe donc nécessairement par la maîtrise de ces différents outils. Si les modèles électriques disponibles sont suffisamment éprouvés, il ne sera pas nécessaire d'utiliser des logiciels électromagnétiques pour développer un circuit. Dans le cas où le concepteur voudra sortir des modèles standards que lui offre la bibliothèque de composants, il faudra alors préalablement valider les nouvelles structures passives par des simulations électromagnétiques. A ce titre, les contraintes liées au domaine des micro-ondes et des ondes millimétriques conduisent souvent à une utilisation de différents supports logiciels pour réduire le facteur risque de l'étude. Enfin il est important de noter que, si des logiciels ont souvent été comparés les uns aux autres pour simuler des structures singulières, la simulation est elle-même sujette à des incertitudes de par les transformations multiples que subissent les paramètres primaires ou secondaires de simulation (permittivité, perméabilité, épaisseur, …). La simulation possède donc sa propre incertitude de mesure, au même titre que la mesure à laquelle elle est souvent confrontée.

Si certaines réalisations, très abouties en termes de performances, sont obtenues par une réflexion poussée sur l'architecture des circuits, la maîtrise des composants actifs qu'elles contiennent ne doit pas être négligée : la connaissance fine de leurs comportements électriques et en bruit (dimension, polarisation) et passifs représente la clé de voûte de toute

conception. C'est essentiellement dans cet esprit que les travaux présentés dans ce chapitre ont été conduits. Nous évoquerons successivement des travaux sur l'amplification faible bruit, puis sur la synthèse de fréquence à faible bruit de phase réalisés lors de différents projets, en technologies hybrides (MIC) et intégrées (MMIC).

2.1 L'amplification faible bruit

La dynamique d'un signal à la réception est déterminée par sa marge haute, fixée par le point de compression de l'étage de réception, et sa marge basse, fixée par le plancher de bruit de ce même étage. Les architectures permettent, à technologie figée, d'améliorer la marge haute en agençant efficacement commutateurs, limiteurs et amplificateurs de puissance. Le plancher de bruit ne peut pas quant à lui être amélioré autrement que par une conception poussée de l'amplificateur faible bruit (LNA, Low Noise Amplifier) placé en tête de l'étage de réception. Notre première réalisation de LNA en technologie TEC III-V concerne un récepteur sol réalisé pour le programme de constellation satellites multimédia Skybridge. La seconde réalisation, en technologie BiCMOS, a servi de démonstrateur lors des prémices de la conception de circuits SiGe à très haute fréquence pour prouver leur potentiel faible bruit en bande K.

2.1.1 VLNA hybride en bande X

Le module VLNA (Very Low Noise Amplifier) pour le récepteur sol est destiné à être intégré dans un module émetteur-récepteur pour lequel l'antenne doit être en vision permanente avec au moins deux satellites (orbite basse) : l'analyse conduite au niveau système (cf. chapitre 3) a permis de définir les contraintes géométriques et le cahier des charges résumés dans le Tableau 1.

Bande de réception R_X	**11.7-12.45 GHz**
Gain disponible G_a	>18 dB
Facteur de bruit F	<1 dB (technologie hybride) <2 dB (MMIC)
Bande de transmission T_X	**14-14.3 GHz**
Rejection de la bande T_X	> 26 dB
Dimensions de la tête Emission/Réception (W*L*h)	**14.8*33*6 mm^3**

Tableau 1 : gabarit du VLNA (Very Low Noise Amplifier) d'un récepteur sol de programme de constellation de satellites (Skybridge).

La nécessité d'un encombrement limité provient directement du mode de conception de l'antenne, contraint par la présence de deux axes mobiles de poursuite des satellites : les dimensions spécifiées dans le Tableau 1 sont donc une contrainte forte. La réalisation MMIC, avantageuse du point de vue de son intégration n'a pas été retenue par notre partenaire anciennement Alcatel Espace (en raison du coût et compte tenu du nombre limité de pièces), malgré des performances visées plus relaxées en bruit. La seule solution pour atteindre la performance en facteur de bruit inférieure à 1 dB dans cette bande de fréquence résidait alors en l'utilisation de transistors TEC III-V. Malgré cela, une autre contrainte de réjection de bande de canal de transmission rend délicate la mise en œuvre de filtres classiques : l'ordre élevé que nécessite une telle réjection se traduit par des pertes importantes (passe bas d'ordre 9). Nous avons mené des études sur les filtres conventionnels, avant de développer et de breveter une technique basée sur l'utilisation de 'stub en court-circuit' pour satisfaire simultanément à une minimisation des pertes en bande de réception, et une maximisation de la réjection en bande de transmission [1]. Le principe de ce filtre est simple : il suffit de calculer la longueur de stub L_{stub} correspondant à un modulo impair de longueur d'onde en bande de réception $\lambda_{BF}/4 = (2n+1)\lambda_{RX}$, ramenant ainsi un circuit ouvert dans le plan de la ligne de transmission à la fréquence de réception ($S_{21\text{-}R}$ = 0 dB, pas de perte). La longueur L_{stub} doit également correspondre à un modulo pair de longueur d'onde d'émission $\lambda_{BF}/4 = (2m)\lambda_{TX}$, ramenant un court-circuit, soit une réflexion totale dans le plan de ligne de transmission à la fréquence d'émission ($S_{21\text{-}T} = -\infty$ dB, atténuation maximale). Les valeurs n = 2 et m = 3 satisfont à ce problème : en effet, la fréquence correspondante est f_{BF} = 2.35 GHz, soit $5.(\lambda_{BF}/4)$ = 11.75 GHz en réception et $6.(\lambda_{BF}/4)$ = 14.1 GHz en réjection de bande d'émission. Un plot ramenant un court-circuit dynamique évite d'avoir recours à une technique de trous métallisés. Pour améliorer les performances du filtre, un second stub L'_{stub} basé sur le même principe est rajouté en cascade, en terminaison circuit-ouvert cette fois-ci. Le filtre est représenté dans la partie encadrée en haut de la photographie de la Figure 1 [2][3][4]. Les simulations électriques du filtre à l'aide du logiciel MDS (désormais ADS de Agilent) ont été validées par simulation électromagnétique (Momentum) et par la mesure. Pour la conception du circuit, plusieurs combinaisons filtre/transistor sont possibles : nous avons opté pour la mise en cascade de deux étages identiques, en répartissant la réjection sur chacun de ces deux étages afin de maximiser cette réjection en bande de transmission (étude sur la compression composant/circuit). Le modèle de transistor TEC retenu est le FHX13X de Fujitsu en conditionnement puce nue : seul le modèle des transistors en boîtiers étant

disponible, nous avons donc développé un modèle petit-signal auquel nous avons associé des mesures de bruit HF réalisées dans la bande 8-18 GHz.

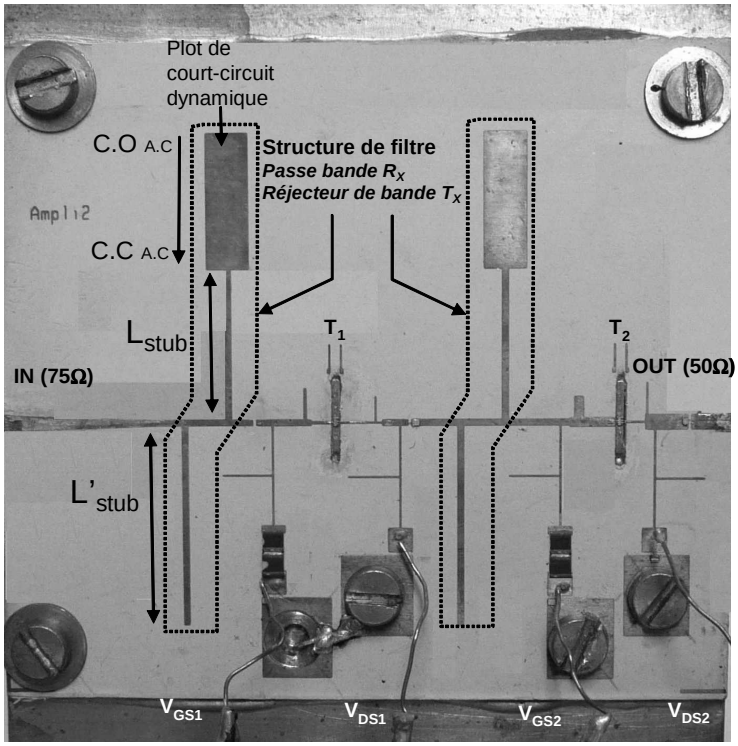


Figure 1 : photographie du LNA en bande X, et de son principe de circuit réjecteur de bande T_X.

Un facteur de bruit minimum de F_{min} = 0.45 dB et un gain disponible G_a = 12 dB ont été mesurés sur les transistors dans la bande de réception (12 GHz) pour un courant I_{DS} variant de 10 mA à 20 mA conformément aux données du fondeur [5]. Une contre réaction inductive réalisée au moyen de l'inductance de 'bonding' de source permet d'améliorer le facteur de bruit de l'amplificateur au prix d'une légère dégradation du gain. Un grand soin a aussi été porté à l'obtention d'une stabilité inconditionnelle entre 0 et 30 GHz, grâce à l'application de plusieurs techniques (facteur de Rollet, NDF). Les résultats de simulation du circuit complet sont reportés sur la Figure 2. Nous avons également vérifié l'insensibilité des diverses performances aux paramètres tels que la sélectivité de gravure (±20µm), la dispersion technologique des transistors (g_m et c_{gs}) et la permittivité du substrat.

Des mesures dynamiques sur l'amplificateur réalisé sont venues confirmer la modélisation (Figure 2) des évolutions du paramètre de transmission S_{21}, avec une réjection de la bande de transmission de plus de 40 dB en dessous de la bande de réception. La mesure du facteur de bruit NF50 = 1.1 dB reste de 0.3 dB supérieure à la simulation : ce dernier point est attribué à la difficulté de réaliser des contacts de qualité entre la métallisation face arrière

du substrat Duroïd et la plaque laiton de support. La colle époxy utilisée pour mettre en contact ces deux plaques nécessite une mise en étuve à température élevée, incompatible avec la nature 'flexible' du substrat. Le facteur de bruit maximum reste cependant proche des spécifications initiales.

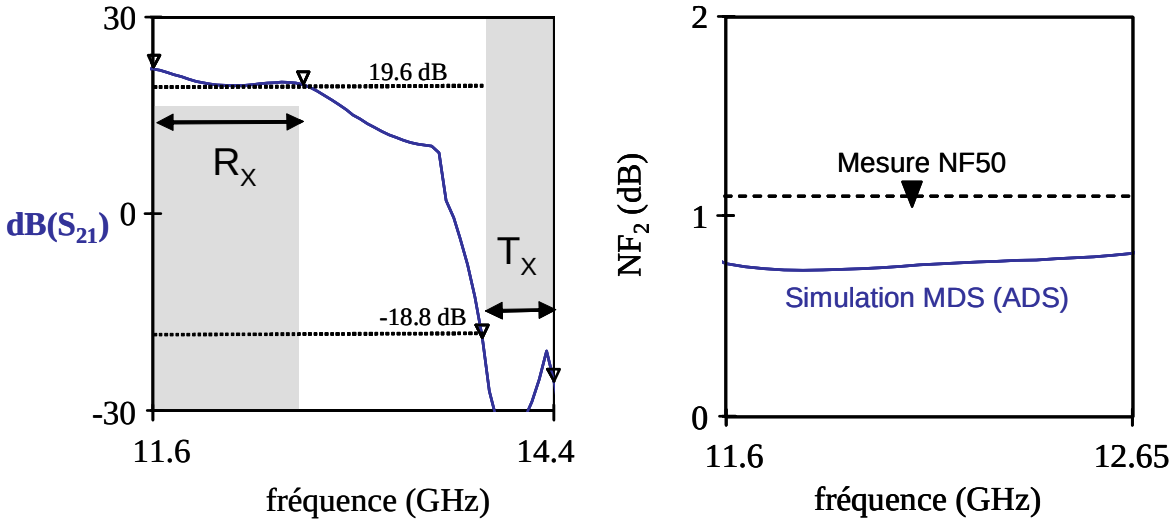


Figure 2 : simulation du coefficient de transmission S_{21} sur la bande de réception et sur la bande de transmission (a) et simulation-mesure du facteur de bruit mesuré sur 50Ω en bande de réception (b).

Le critère d'encombrement n'est toutefois pas satisfait, malgré le gain de place conséquent apporté par le filtre développé (gain x3 à x5 en comparaison avec des structures conventionnelles), compte tenu de la valeur de la fréquence Rx relativement faible. L'utilisation d'un substrat à permittivité plus élevée est difficile puisque le Duroïd utilisé présente déjà un ε_r = 6,15. La réalisation d'amplificateurs MMIC offrirait un plus grand potentiel d'intégration, même si la topologie de filtre n'est pas intégrable du fait des faibles longueurs d'ondes utilisées.

2.1.2 LNA intégré BiCMOS en bande K

L'avantage qu'offre la technologie BiCMOS en termes d'intégration et de réduction des coûts est ici mis à profit dans un projet de récepteur intégré comportant une antenne patch et un filtre passe-bande micro-usiné (réalisation LAAS), un amplificateur faible bruit et un mélangeur de fréquence (fondeur ST-microelectronics) [6]. L'amplificateur MMIC LNA a été réalisé durant le stage de Master Erasmus de Rolland Gronmaier [7]. Lors de la réalisation de ce circuit, une difficulté a porté sur l'absence (à l'époque) de modèles fiables de lignes microruban à 20 GHz. Les modèles de lignes fournis par le fondeur sont sensiblement éloignés des simulations réalisées avec les modèles Libra d'ADS et les simulations

électromagnétiques Momentum : une comparaison basée sur la décomposition R,L,C selon le modèle des télégraphistes indique une minimisation des pertes résistives et une majoration de capacité de substrat par le modèle fondeur (ces points ont été corrigés depuis). Des motifs de lignes et d'inductances joints au masque nous ont permis de vérifier nos simulations *a posteriori*. Lors de la conception, un soin très particulier a donc été apporté à l'étude de sensibilité des performances du circuit aux paramètres des lignes afin de nous affranchir au maximum de leur influence. De plus, si le dimensionnement (géométrique et en polarisation) des TBH est crucial dans l'obtention de bonnes performances dynamiques et en bruit, les éléments passifs contribuent pour une part non négligeable à la qualité du circuit. Ainsi, certains concepteurs choisissent de travailler au plus près du composant en utilisant des capacités 'sans perte' parallèles en entrée et en sortie du transistor afin de court-circuiter les sources de bruit en courant sur ces accès respectifs [8]. D'autres pallient le facteur de qualité médiocre des inductances en augmentant leur section (inductances épaisses), améliorant ainsi de 1 dB le facteur de bruit de leur amplificateur [9]. Dans notre application, nous avons choisi d'optimiser le facteur de qualité des inductances pour la fréquence considérée. Deux circuits ont été réalisés : le premier fait usage d'une inductance dessinée au LAAS (D. Dubuc), alors que la seconde version utilise les inductances du fondeur. Les amplificateurs réalisés en BiCMOS6G utilisent deux étages de transistors en configuration émetteur commun avec dégénérescence d'émetteur qui facilite l'adaptation simultanée d'impédance petit signal et en bruit : un transistor de deux doigts de collecteur, deux doigts de base et un doigt d'émetteur est choisi pour chacun des étages. La longueur de doigt d'émetteur et la polarisation de base sont optimisées simultanément pour satisfaire au meilleur compromis facteur de bruit, gain et impédance optimale de base : la configuration L_E = 15 µm et I_B = 24 µA procure un facteur de bruit minimum et un gain respectivement de 2.7 dB et 7.3 dB pour le premier étage. Le critère de linéarité est rajouté pour définir la longueur d'émetteur optimale du transistor du second étage, en conséquence de la compression du premier étage (L_E = 20 µm pour S_{21} = 9 dB et P_{1dB_out} = -5 dBm). L'adaptation est réalisée par éléments localisés LC en entrée et en sortie respectives du premier et second étage, alors qu'une adaptation à base d'inductance série permet d'adapter l'inter-étage de sortie du premier transistor sur l'entrée du second transistor. La topologie simple que nous avons mise en œuvre est nécessaire afin de réduire au maximum la sensibilité des performances du circuit aux incertitudes des modèles. Ainsi, les simulations donnent des résultats équivalents quel que soit le modèle de ligne micro-ruban utilisé (ST, Libra et Momentum). Les simulations finales font état d'un facteur de bruit inférieur à 4.9 dB (NF = 4.5 dB @ 20 GHz, cf. Figure 3) et d'un gain de plus de 15 dB

(mesuré et simulé) sur une plage d'adaptation entrée-sortie de 15-23 GHz (critère $|S_{ii}|$ <-10 dB). Le facteur de bruit mesuré NF=6 dB (après de-embedding des plots d'accès) s'explique essentiellement par la mauvaise prise en compte du retour de masse dans les modèles de l'époque.

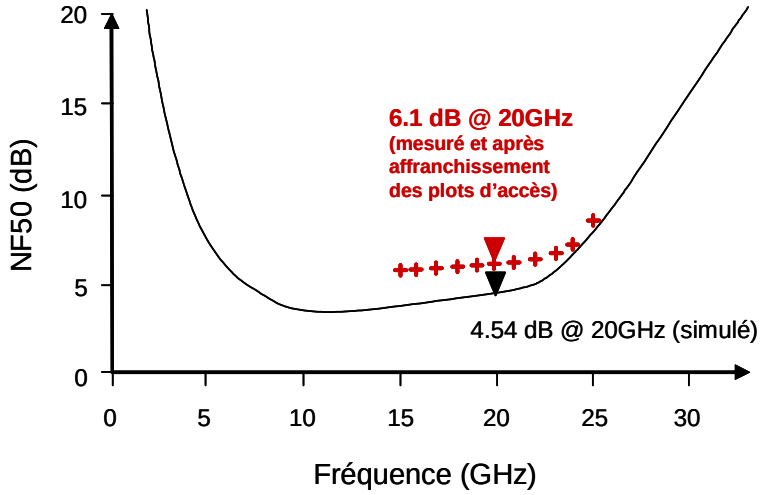
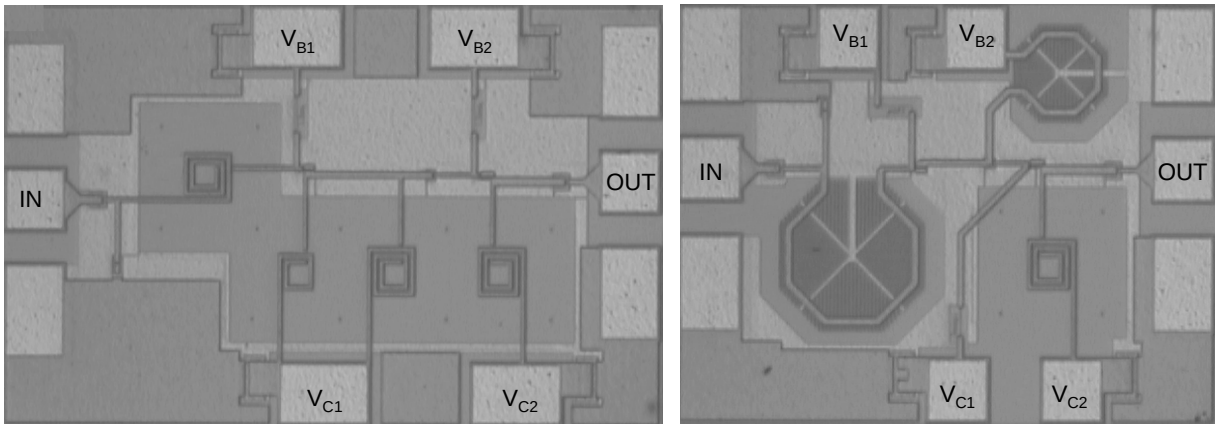


Figure 3 : simulation et mesure du facteur de bruit sur 50 Ω de l'amplificateur faible bruit BiCMOS.

Ces résultats positionnent nos travaux 0.5 dB au dessus de l'état de l'art des conceptions LNA MMIC en technologie BiCMOS pour le facteur de bruit, et à l'état de l'art pour le gain, avec une réduction de consommation DC. Une photographie des circuits est donnée en Figure 4.



a) LNA 20 GHz, avec inductances 'LAAS' b) LNA 20 GHz, avec inductances ST

Figure 4 : photographie des LNA version a) (avec inductances et lignes microruban modèle LAAS, 450x750µm²) et version b)(avec inductances patternées ST, 400x500µm²).

La version b) de la Figure 4 offrait un meilleur gain en puissance par rapport à la version a) grâce à un degré de liberté plus grand quant au choix des valeurs d'inductances, mais présentait alors plus de risque lors de la phase de conception en raison de ces mêmes

modèles d'inductances non éprouvés dans la gamme de fréquence concernée. L'impact de la disponibilité de modèles précis pour les éléments actifs et passifs est décisif dans une conception MMIC. Des projets plus récents, pour lesquels des modèles fiables sont disponibles, autorisent un facteur risque plus élevé pour développer des architectures plus complexes : nous avons ainsi développé une topologie originale d'atténuateur variable actif fortement linéaire en bande X [10]. Une thèse actuellement en cours (R. Corbière), en collaboration avec Thales Systèmes Aéroportés, porte sur le développement de structures spécifiques hyperfréquences en technologie SiGe pour applications radar. Le gain en compacité (MMIC avec interfaces de commandes intégrées, alimentation positive unique, réduction des consommations et des bilans thermiques, …) incite à une redéfinition des architectures émetteurs-récepteurs historiquement réalisées en AsGa.

De par la nature des sources de bruit mises en jeu, les contraintes de conception d'amplificateurs linéaires faible bruit LNA diffèrent fondamentalement de celles appliquées à la synthèse de fréquence à faible bruit de phase : l'amplification faible bruit aux hautes fréquences fait appel à des transistors de petite taille, tandis que la synthèse de fréquence tire parti d'une taille de composant plus conséquente (diminution des sources de bruit BF converties autour de la porteuse) pour réaliser l'oscillateur. Ces tendances sont pondérées par d'autres critères tels que les divers gains, les impédances, la linéarité… Dans le second paragraphe, nous allons aborder la problématique de la simulation d'oscillateurs intégrés et hybrides.

2.2 La synthèse de fréquence à faible bruit de phase

Il existe plusieurs solutions viables pour réaliser une synthèse de fréquence : une solution purement numérique telle que le DDS (direct digital synthesizer [11]) présente de gros avantages en termes d'intégration, de rapidité d'établissement du signal et du faible pas de programmation, au détriment d'une consommation souvent prohibitive pour nombre d'applications. Les DDS commencent cependant à trouver des niches intéressantes lorsqu'ils sont utilisés conjointement avec des solutions analogiques plus conventionnelles, comme tendent à le prouver des travaux récents dans le groupe. Des solutions purement analogiques comme la synthèse de fréquence directe sont trop encombrantes pour être considérées pour des applications embarquées en raison des nombreux oscillateurs de référence nécessaires pour réaliser une telle fonction. La boucle à verrouillage de phase (ou PLL pour 'phase locked loop') peut se subdiviser en deux grandes familles : la PLL analogique pour laquelle les diviseurs de fréquence sont analogiques, et la PLL dite numérique de manière abusive (digital

PLL) du fait qu'elle utilise des diviseurs numériques programmables (Figure 5). Il existe aussi les PLL basées sur les détecteurs de phase à échantillonnage (SPD) qui permettent de s'affranchir des diviseurs et qui sont très appréciées dans les systèmes embarqués. Dans tous les cas, la synthèse n'en reste pas moins assurée par un oscillateur analogique contrôlé en tension (OCT, cf. Figure 5). C'est particulièrement vrai pour la génération de fréquences micro-ondes et cette configuration tire un avantage décisif de l'utilisation des technologies BiCMOS en vue d'une intégration accrue.

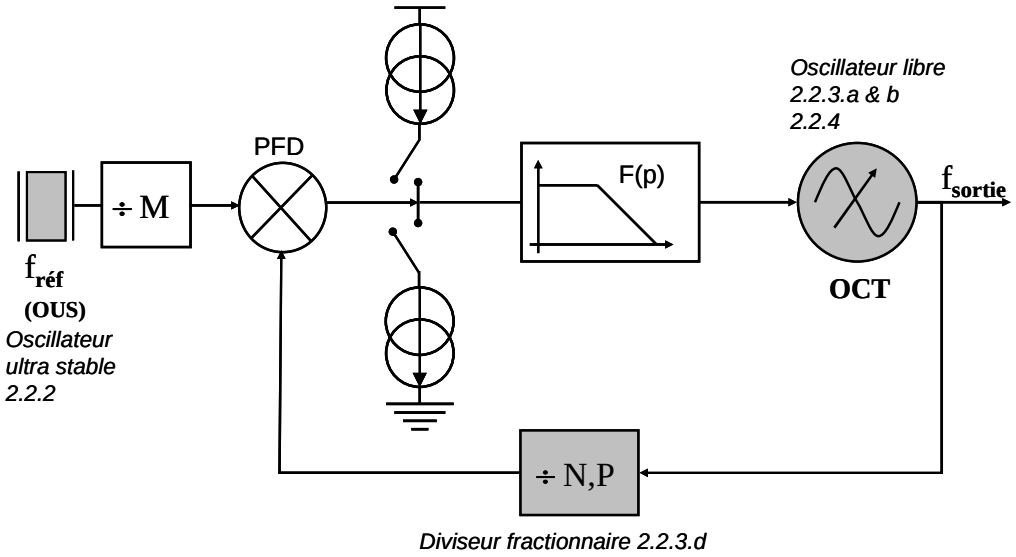


Figure 5 : schéma de principe de la PLL numérique, avec l'oscillateur ultra stable, les diviseurs M,P fractionnaire et N entier, le comparateur de phase PFD et sa pompe de charge associée, le filtre de boucle F(p) et l'oscillateur analogique contrôlé en tension OCT délivrant la fréquence f_{out}. Les modules abordés sont représentés en grisé.

Les paramètres fonctionnels, tels que la stabilité de la fréquence ou le bruit de phase, le temps d'établissement ainsi que les plages de maintien et de capture, varient d'une architecture à une autre. Les performances électriques dépendent fortement de l'architecture de la PLL (filtre de boucle, comparateur de phase et pompe de charge associée), et l'on obtient parfois l'agilité fréquentielle sur le pas de synthèse moyennant des architectures complexes utilisant plusieurs PLL. La stabilité et le bruit de phase dans la bande de synchronisation sont garantis par la synchronisation de la PLL sur un signal de référence fourni par un oscillateur à quartz (souvent dénommé 'oscillateur ultra stable' OUS, ou VCXO pour 'Voltage-Controlled Crystal Oscillator'). Les caractéristiques en bruit de phase sont, en dehors de la bande de synchronisation (c'est-à-dire en général à des distances de la porteuse supérieures à 1 kHz environ), celles de l'oscillateur contrôlé en tension (OCT ou VCO pour 'Voltage Controlled Oscillator'), conformément aux résultats de simulation de la PLL et des

sources de bruit qui lui sont associées [12]. Nos travaux ont porté essentiellement sur l'analyse et la conception d'oscillateurs à faible bruit de phase : dans les paragraphes suivants, nous traiterons successivement du cas complexe de la simulation d'oscillateurs à quartz très surtendus (OUS), celui des oscillateurs variables (OCT) intégrés BiCMOS fonctionnant en bande X et en bande K, puis celui d'un oscillateur fixe hybride réalisé en technologie GaN. Nous commencerons par donner une courte synthèse de la théorie du bruit de phase et une présentation des principaux outils de CAO disponibles.

2.2.1 Théorie et outils de CAO principaux

Depuis les premiers développements théoriques proposés par Adler puis Kurokawa sur les problèmes de synchronisation par injection ainsi que sur les critères de stabilité et la formalisation du bruit de phase, des modèles plus complets ont été proposés pour rendre compte notamment de phénomènes jusqu'alors ignorés comme la conversion non-linéaire du bruit basse fréquence. L'analyse en bruit de phase d'un oscillateur dépend à la fois de critères de stabilité linéaire (HF) et non-linéaire (BF) : une perturbation HF d'amplitude (resp. de phase) induira un bruit de modulation d'amplitude (resp. de fréquence), alors qu'une source de bruit BF peut agir indifféremment sur le bruit de modulation d'amplitude et de phase. Ces phénomènes ont été l'objet de nombreuses études dont une synthèse est proposée en [13]. Dans le contexte de nos travaux, les sources de bruit BF restent les paramètres de premier ordre qui viennent affecter la stabilité des oscillateurs à une distance modérée de la porteuse (entre 1 kHz et 1 MHz). Il est donc primordial de dimensionner au mieux le composant actif en taille et en polarisation pour réduire la densité spectrale de bruit BF de ces sources, et par conséquent leur conversion en bruit de phase autour de la porteuse. Nous proposons de traduire le contexte de stabilité d'un oscillateur par les quelques équations ci-dessous, dont le détail est donné en [14].

Dans le cas d'un oscillateur à résistance négative, le formalisme de l'entretien d'une oscillation en impédance peut s'exprimer sous la forme :

$$Z_t(f_0, A, V_0) = R_t(f_0, A, V_0) + j.X_t(f_0, A, V_0) = 0 \qquad \textbf{Eq. 1}$$

L'impédance complexe totale $Z_t = R_t + j.X_t$ représente la somme des impédances du résonateur (discriminateur de fréquence) et de la résistance négative (amplificateur en réflexion). De plus, nous supposons que l'oscillateur, fonctionnant à une fréquence f_0 avec une amplitude A, est soumis à une perturbation représentée par la source de bruit en tension V_0. Les fluctuations

ΔV_0 de cette dernière induisent alors une variation de fréquence Δf et d'amplitude ΔA. En supposant que les conditions d'oscillation restent satisfaites (i.e. $\Delta Z_t = 0$), les fluctuations de fréquences peuvent s'écrire selon une expression très proche du terme de stabilité introduit par Kurokawa (représenté par le dénominateur de l'équation ci-dessous):

$$\Delta f = \frac{\frac{\partial X_t}{\partial A}\frac{\partial R_t}{\partial V_0} - \frac{\partial R_t}{\partial A}\frac{\partial X_t}{\partial V_0}}{\frac{\partial R_t}{\partial A}\frac{\partial X_t}{\partial f_0} - \frac{\partial X_t}{\partial A}\frac{\partial R_t}{\partial f_0}}\Delta V_0 \qquad \textbf{Eq. 2}$$

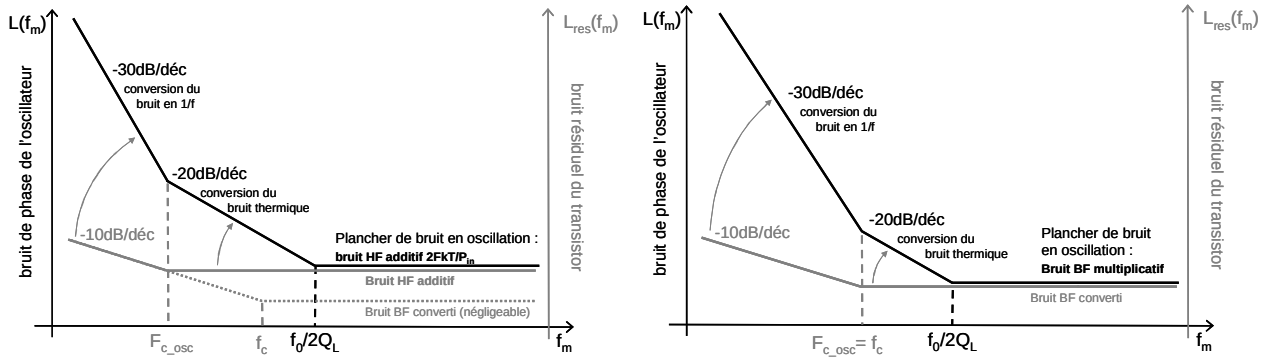
Le terme de conversion du bruit BF se trouve explicité au numérateur de l'équation précédente. Dans le cas des oscillateurs surtendus (oscillateurs ultra stables OUS), le quartz qui définit la fréquence de résonance possède un facteur de qualité très élevé (de quelques milliers à plusieurs centaines de milliers) : le terme de stabilité de Kurokawa se réduit à la seule fluctuation de la partie réactive par rapport à la fréquence c'est à dire $\frac{\partial X_t}{\partial f_0}$. Sous l'hypothèse supplémentaire d'un amplificateur saturé rendant l'oscillateur peu sensible aux fluctuations d'amplitude, la fluctuation de fréquence prend alors la forme suivante :

$$\Delta f = \frac{-\frac{\partial X_t}{\partial V_0}}{\frac{\partial X_t}{\partial f_0}}\Delta V_0 \qquad \textbf{Eq. 3}$$

Le dénominateur rend compte de la stabilité liée au coefficient de qualité du résonateur, et le numérateur traduit la conversion de la source de bruit BF autour de la porteuse (expérimentalement attribuée à des capacités non-linéaires des transistors par le biais du terme réactif X_t). Ce terme devient donc le paramètre essentiel à optimiser pour minimiser le bruit de phase dès lors que le résonateur est choisi. Nos travaux, issus de la mesure et de la modélisation du bruit BF au chapitre 1, s'inscrivent dans cette logique d'optimisation du dimensionnement en taille et en polarisation des composants pour minimiser la conversion de ces sources. Le modèle de Leeson est largement mis à profit pour comprendre les phénomènes de conversion des sources de bruit BF en bruit de phase (Figure 6). La densité spectrale des fluctuations de phase de l'oscillateur, exprimée selon le formalisme de Leeson, peut s'écrire selon l'équation suivante :

$$L(f_m) = 20\log\left[\frac{f_0}{2\sqrt{2}Q_L f_m}\right] + 20\log(\Delta\overline{\Phi}_A) \qquad en \quad dBc/Hz \qquad \textbf{Eq. 4}$$

$L(f_m)$ est le facteur de Leeson en représentation bande latérale unique (BLU), f_0 est la fréquence d'oscillation, f_m est la distance à la porteuse, et $\Delta\overline{\Phi}_A$ est la densité spectrale de fluctuations de phase de l'amplificateur (transistor).



Cas 1 : régime faiblement non-linéaire Cas 2 : régime fortement non-linéaire

Figure 6 : modèle de Leeson illustrant la conversion du bruit résiduel $L_{res}(f_m)$ de l'amplificateur (issu du bruit BF) en bruit de phase $L(f_m)$.

Le spectre de bruit de phase de l'oscillateur en représentation BLU (trait noir) est partiellement relié au spectre de bruit BF du transistor (et donc à son bruit de phase résiduel en trait gris) par des mécanismes de conversion du bruit multiplicatif (1/f de pente -10 dB/décade, et bruit blanc). Le bruit d'amplitude n'est pas représenté sur ce graphique. Différentes combinaisons des paramètres peuvent faire varier le profil du spectre de bruit de phase de l'oscillateur selon le niveau de bruit 1/f, le niveau de bruit blanc du transistor ou le facteur de bruit (plancher HF : $2FkT/P_{in}$). La fréquence de coude f_{c_osc} du bruit de phase peut ainsi coïncider avec la fréquence de coude f_c du bruit BF du transistor lorsque le plancher de bruit de l'oscillateur correspond au bruit multiplicatif du transistor dans la gamme RF (cas 2 d'un fonctionnement fortement non-linéaire) : dans ce cas, le bruit additif thermique est considéré comme négligeable dans sa contribution au bruit de phase. Cependant dans le cas d'un fonctionnement faiblement non-linéaire, le bruit additif haute fréquence masque le bruit blanc multiplicatif (cas 1 de la Figure 6), et la fréquence de coude du bruit de phase est alors totalement indépendante de la fréquence de coupure du bruit BF.

Dans les paragraphes suivants, les circuits sont conçus à partir de simulations électriques pour définir les caractéristiques de l'oscillation en fréquence et en puissance ainsi qu'en bruit de phase autour de la porteuse. La prise en compte des interactions bilatérales de tous les critères d'orthogonalité évoqués dans l'équation 2 est très coûteuse en ressources mémoire et en temps de calcul au niveau logiciel, d'autant plus lorsque le modèle de bruit du

composant présente plusieurs sources corrélées. Les deux simulateurs utilisés sont les acteurs principaux des marchés historiques de la haute fréquence (ADS de Agilent) et du silicium (Spectre de Cadence). La montée en fréquence du silicium avec l'avènement des technologies BiCMOS SiGe ont positionné ADS et Cadence sur un même créneau : la passerelle de simulation 'Golden Gate' issue de la collaboration entre ces deux leaders permet aux utilisateurs de profiter des ressources de simulation à la fois dans le domaine harmonique et dans le domaine temporel. Cette facilité est d'autant plus utile que la simulation transitoire est indispensable pour vérifier les conditions de démarrage, tout comme la simulation harmonique non-linéaire permet de contrôler le régime établi. Si chacun des logiciels cités permet la simulation dans chacun des domaines temporel et fréquentiel, leurs spécificités les limitent toutefois grandement à leurs domaines de prédilection respectifs.

● L'analyse temporelle consiste à résoudre un système d'équations différentielles linéaires et non-linéaires. Cette analyse, disponible dans l'outil de simulation Spectre de Cadence, permet d'obtenir le comportement transitoire de l'oscillateur et de détecter une éventuelle modulation d'amplitude. Le simulateur ADS d'Agilent autorise également ce type de simulation, mais les conditions de démarrage sont alors initiées par une stimulation par impulsion (jonction BE d'un transistor bipolaire par exemple). Ce stimulus est nécessaire dans le cas des circuits à fort coefficient de qualité, quel que soit le logiciel utilisé. L'outil SpectreRF de Cadence propose également une analyse PSS (periodic steady state) qui se décompose en deux phases : la première est une analyse transitoire qui définit l'état initial de la seconde afin de trouver le régime établi par calcul itératif dans le domaine temporel.

La simulation du bruit de phase est réalisée après l'analyse PSS, grâce à une linéarisation autour de la fréquence fondamentale : le calcul du bruit de phase est basé sur la théorie LTV (linear time variant) développée par Hajimiri [15]. Cette variance avec le temps est liée au principe de l'ISF (impulse sensitivity function) qui traduit la réponse en amplitude et en phase de l'oscillateur au moment de l'injection d'un pic en courant : la sensibilité est maximale sur l'amplitude (nulle sur la phase) lorsque le pic est appliqué sur un maximum de signal en sortie, et elle est nulle sur l'amplitude (maximale sur la phase) lorsque le pic est appliqué sur un passage par zéro du signal de sortie. Le calcul du bruit de phase étant basé sur une analyse petit signal autour du point de fonctionnement, la précision de ce dernier est déterminante afin de garantir un résultat précis.

● L'analyse harmonique peut s'effectuer en régime petit signal et en régime fort signal : le simulateur ADS d'Agilent gère ces deux conditions grâce aux boites de contrôle respectives 'OscTest' et 'OscPort'. Les conditions petit signal gèrent le gain et la phase de

boucle dans le plan d'oscillation où 'OscTest' est placé (sous un formalisme paramètres de dispersion, équivalent à la représentation en impédance) : l'unicité de la condition d'oscillation peut ainsi être vérifiée, mais les déviations de cette fréquence dans des conditions de saturation induites par un gain de boucle trop élevé ne sont pas gérées. ADS propose également une simulation tempo-fréquentielle dite d'équilibrage harmonique ('Harmonic Balance') qui simule les circuits non-linéaires par une analyse sur un nombre fini N d'harmoniques. Cette méthode itérative se base sur un calcul de la loi des nœuds en régime fréquentiel pour les éléments linéaires, et en régime temporel pour les éléments non-linéaires. Les valeurs temporelles sont transposées dans le domaine fréquentiel (transformée de Fourier) et ajoutées aux valeurs issues de l'analyse petit signal. Avant la mise en œuvre de cette méthode itérative, ADS réalise un jeu d'analyses de simulations en boucle ouverte pour vérifier l'existence d'une condition d'oscillation. La procédure d'équilibrage harmonique est alors appliquée : la solution est atteinte si les valeurs des courants convergent en amplitude et en phase dans le respect des lois de Kirchoff.

Auparavant, deux outils étaient proposés sous la plateforme ADS pour simuler le bruit de phase. La méthode du pnfm ('phase noise frequency modulation') se basait sur une sensibilité de la fréquence d'oscillation au bruit injecté dans l'oscillateur (principe de la modulation) : le résultat était satisfaisant à basse fréquence, mais le plancher de bruit n'était pas pris en compte aux plus hautes fréquences. La méthode du pnmx ('phase noise mixing') calculait la conversion des sources de bruit BF autour des commandes non-linéaires, grâce à l'utilisation de la matrice des dérivées ou matrice Jacobienne : cette méthode est basée sur la théorie LTI ('linear time invariant') notamment utilisée par le modèle de Leeson [16]. Sur les dernières versions d'ADS, la technique des matrices de conversions pnmx et la technique de modulation pnfm ont été fusionnées sous l'outil unique pnfm.

Dans le cas d'oscillateurs à faible coefficient de qualité (notamment basés sur l'utilisation de résonateurs LC), les deux logiciels donnent des résultats cohérents tant dans le domaine électrique que pour la simulation du bruit de phase.

2.2.2 Simulation des conditions d'oscillation des OUS (oscillateur ultra stable)

Le cas des oscillateurs fortement surtendus, comme dans le contexte des oscillateurs à quartz, est particulièrement délicat à simuler dès lors que les facteurs de qualité sont élevés (supérieurs à 10^4). Les oscillateurs ultra-stables utilisés dans le secteur spatial pour synchroniser les PLL rentrent dans ce cas de figure, avec des facteurs de qualité au-delà de 10^5. Nous avons développé une technique permettant de prévoir la fréquence et la puissance

d'oscillateurs surtendus pour lesquels les outils d'analyse classique sont inadaptés : la simulation temporelle n'est, *a priori*, pas appropriée pour gérer ce type de problème, car elle nécessite un temps de calcul pour atteindre le régime permanent d'autant plus prohibitif que l'accord de la fréquence de résonance est sélectif. Les méthodes harmoniques trouvent également des limites (impossibilité de simuler directement des cas $Q > 15.10^3$ sous ADS, et légèrement plus en appliquant les techniques de simulation d'enveloppe).

Nous avons progressivement traité des problèmes sur des oscillateurs 100 MHz ayant des coefficients de qualité variant de 5.10^3 à 10^6, selon des contextes concrets. L'architecture retenue est celle de la Figure 7 du type Colpitt.

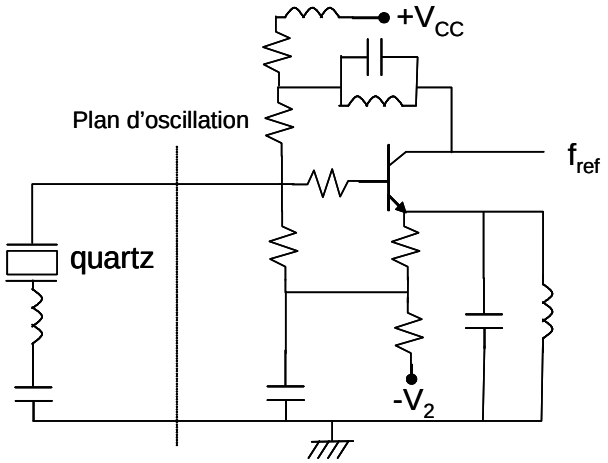


Figure 7 : représentation électrique simplifiée de type Colpitt d'un oscillateur ultra stable à quartz fonctionnant à 100 MHz.

L'obtention des conditions d'oscillation petit signal au premier ordre est relativement aisée en dégradant le facteur de qualité du quartz. Après avoir vérifié les critères de stabilité (Nyquist) sur une large gamme de fréquence, la simulation est limitée en fréquence autour des conditions d'oscillation. Lorsque le facteur de qualité excède 15.10^3, différentes alternatives sont possibles : il suffit parfois de déplacer le plan d'oscillation (au niveau du nœud d'émetteur par exemple) pour obtenir une convergence des simulations de balance harmonique. Il est difficile d'affirmer quelle est la cause de la convergence dans cette situation, mais il est probable que la définition nodale des courants au niveau de l'émetteur est moins sensible aux phénomènes non-linéaires que les courants contrôlés dans le plan d'oscillation de la Figure 7. Pour des facteurs de qualité très élevés ($> 10^5$), cette astuce ne suffit plus.

En raison de la difficulté à simuler ce type de circuit autonome au-delà de certaines valeurs des facteurs de qualité, nous avons donc développé une méthode basée sur la

simulation de boucle ouverte de l'oscillateur, en injectant une puissance variable de 'p' dBm dans le plan d'oscillation vers l'amplificateur (cf. Figure 8).

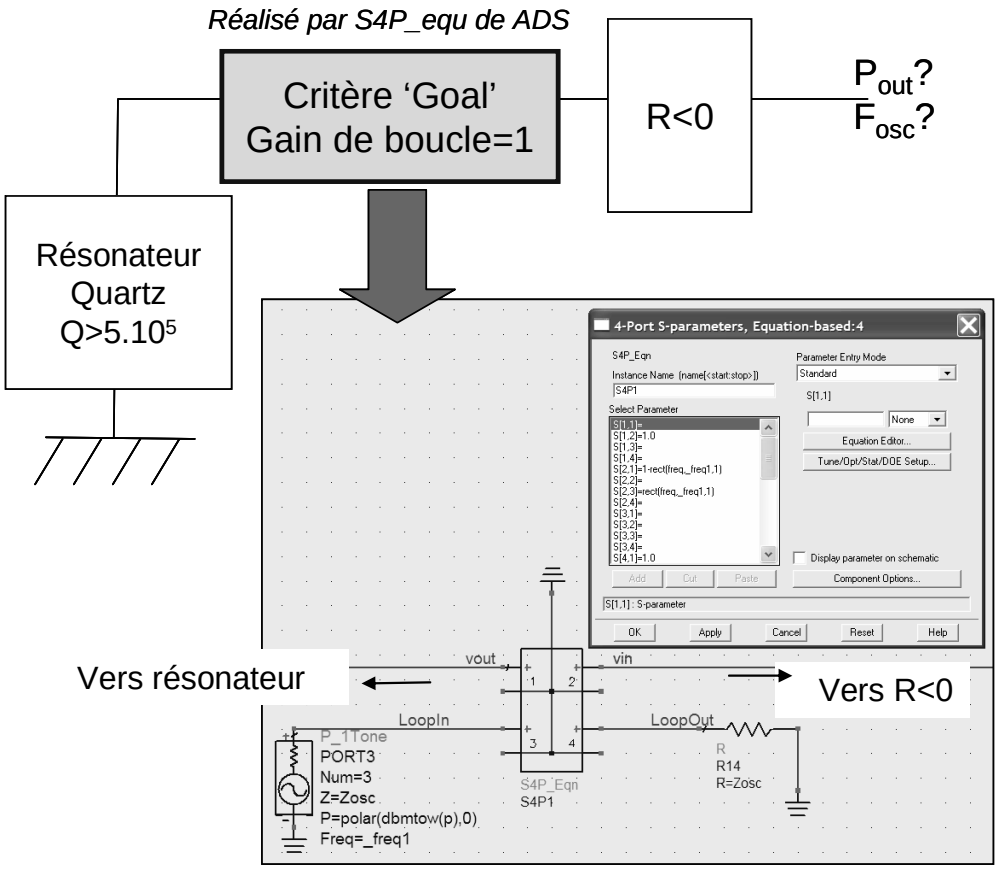


Figure 8 : méthode de simulation non-linéaire d'oscillateurs à très fort coefficient de qualité (> 5.10^5).

Pour chaque puissance incrémentée 'p', les conditions de boucle sont gérées par une boîte de dialogue basée sur le principe de l'outil 'OscTest' associé à des simulations de balance harmonique (gestion des courants-tensions en simulation de régime permanent non-linéaire). La fréquence initiale est fixée à la valeur petit signal selon la technique évoquée précédemment. Le gain de boucle est géré en module et en phase par des équations liées via la boite S4P_Eqn, et grâce à des boites d'objectifs (goal) sur la condition 'phase nulle' et 'gain nul' dans le plan d'oscillation. Pour chaque variable 'p', un résultat de simulation de balance harmonique est obtenu. Il suffit alors de tracer les conditions de gain et de phase de ce jeu de résultats pour trouver le critère de puissance 'p_{OK}' qui satisfait aux conditions d'oscillation du régime établi. Une simulation centrée sur la puissance 'p_{OK}' permet alors d'obtenir la fréquence et la puissance de sortie de l'oscillateur. Cette méthode itérative est certes délicate à mettre en œuvre, mais permet à coup sûr de converger vers la solution puisqu'on place notre

problème en situation initiale de boucle ouverte. Toutefois, il n'est pas possible de simuler ainsi les conditions de démarrage en régime transitoire de l'oscillateur.

La simulation du bruit de phase des oscillateurs fortement surtendus reste un problème délicat auquel nous tentons actuellement de répondre. De manière plus générale, nous savons que la contribution en bruit de la référence à quartz ou OUS dans un contexte PLL est prépondérante près de la porteuse, et les problèmes liés à ce contexte de simulation doivent être résolus. Cette contribution n'apparaît qu'aux très basses fréquences (fréquence de cassure < 100 Hz), et au-delà de cette fréquence, le bruit blanc multiplicatif de l'OUS impose un plancher avant la synchronisation sur l'oscillateur libre HF (Figure 9). Dans ce cas précis où la puissance de porteuse est faible, la fréquence de cassure du bruit BF et la fréquence de coude du bruit de phase de l'OUS n'entretiennent aucun lien : la fréquence de coude du bruit de phase définit la séparation entre le plancher $2FkT/P_{in}$ loin de la porteuse et le bruit de modulation multiplicatif près de la porteuse, et dépend directement du facteur de qualité selon $f_c = f_0/(2Q)$. Cette valeur reste généralement inférieure à 1 kHz.

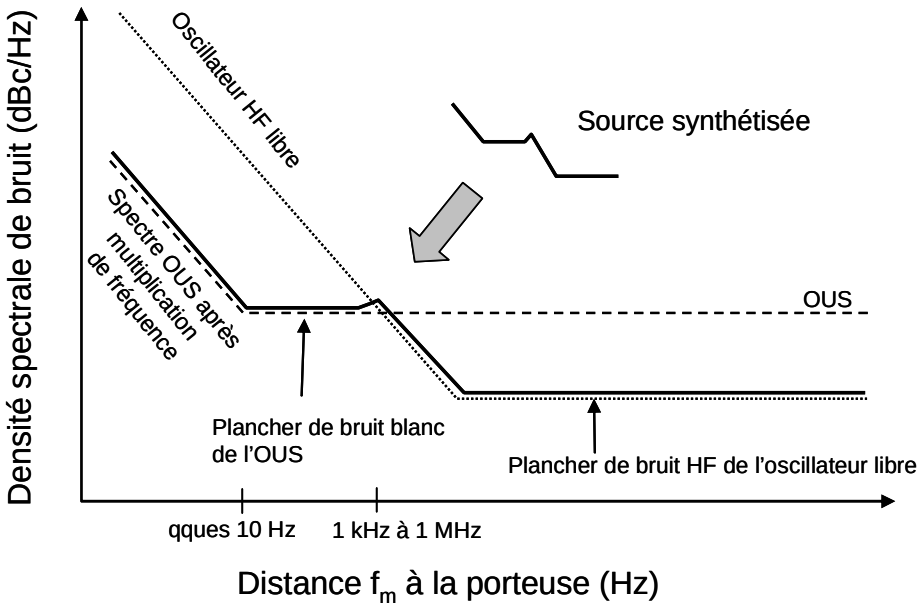


Figure 9 : profil du bruit de phase d'une source synthétisée (PLL) en fonction des bruit de phase de l'oscillateur ultra stable (OUS) et du bruit de phase de l'oscillateur libre HF.

Contrairement aux oscillateurs à fort Q, les oscillateurs accordables dans la gamme fréquences micro-ondes et des ondes millimétriques sont généralement basés sur des circuits résonants réactifs LC dont le facteur de qualité à vide excède rarement quelques dizaines. Des facteurs de qualité supérieurs sont accessibles en faisant appel à des technologies particulières

(report de filtres BAW, …). Dans le cas de circuits LC, le bruit de phase est fortement dépendant des phénomènes de conversion des sources de bruit BF en bruit de phase. Différentes réalisations MMIC en technologie BiCMOS ont ainsi été mises à l'étude en bande X et en bande K.

2.2.3 Les circuits MMIC : conception d'OCT (oscillateur contrôlé en tension) et autres circuits intégrés

Les technologies BiCMOS évoquées au premier chapitre représentent un intérêt de premier ordre dans la course à l'intégration : le terme intégration sous-entend une réduction de la taille des systèmes, mais également l'intégration de fonctions numériques avec les fonctions analogiques. Le transistor SiGe propose de plus d'excellentes performances en bruit BF, ce qui augure de prédispositions naturelles pour l'oscillation à haute pureté spectrale pour des versions hybrides d'oscillateurs à résonateurs diélectriques [17], mais également pour des versions d'OCT intégrés. Dans le cadre de projets en collaboration avec le CNES et Alcatel Alenia Space (désormais Thales Alenia Space), nous avons participé à la mise en œuvre de différentes PLL numériques. Notre participation a notamment porté sur la réalisation des oscillateurs contrôlés en tension en bande X (11 GHz) et bande K (20 GHz), et d'un diviseur numérique programmable. Lors de la conception des OCT, nous avons réalisé une étude comparative de deux architectures série et parallèle, dans l'objectif de définir un facteur de mérite permettant de discriminer les architectures d'oscillateurs.

a) OCT en bande X

Deux versions série et parallèle ont été réalisées à 11 GHz. Les architectures retenues sont épurées afin de mieux appréhender les mécanismes qui régissent la conversion des sources de bruit BF en bruit de phase : outre les performances en bruit visées (-100 dBc/Hz @ 100 kHz de la porteuse), la conception a été guidée par la satisfaction de deux critères principaux :

- l'utilisation de transistors bipolaires SiGe de géométries identiques (compromis pour les deux versions) pour faciliter la comparaison de l'impact direct de la topologie sur le bruit de phase.

- l'optimisation de la sensibilité d'accord des résonateurs pour obtenir un accord maximal en fréquence (plancher bas à $\Delta f_0/f_0 = 5\%$).

Les principales sources de bruit qui influencent le bruit de phase sont la source de bruit de grenaille et la source en 1/f localisées au niveau de la jonction base-émetteur. Des mesures de bruit BF réalisées pour différentes géométries et polarisations indiquent que l'on atteint le plancher de bruit blanc entre 1 kHz et 10 kHz selon les dimensions du composant et son courant. La source de bruit en courant en entrée peut être exprimée par sa densité spectrale en courant S_{IB} selon :

$$S_{IB} = 2qI_B + B_{1/f} \cdot \frac{I_B^2}{A_E \cdot f} \qquad \textbf{Eq. 5}$$

I_B représente le courant statique de base, A_E représente la surface d'émetteur (μm^2) et $B_{1/f}$ représente un coefficient relatif à la qualité structurelle des dispositifs ($B_{1/f} = 4.10^{-9}$ pour les TBH mesurés).

L'objectif premier consiste donc à diminuer cette source de bruit afin de minimiser sa conversion en bruit de phase. Dans ce but, le niveau de bruit et le facteur de conversion sont les deux leviers à actionner au niveau du composant. Ainsi la minimisation du niveau de bruit BF exige une taille des composants maximale tout en restant compatible avec les performances fréquentielles visées : une géométrie à 3 doigts d'émetteur de surface individuelle 24 μm^2, 4 doigts de base et 2 doigts de collecteur permet de bénéficier de faibles densités spectrales de bruit en courant, tout en conservant un gain dynamique suffisant pour les applications en bande X. La fréquence de coupure du bruit BF est alors d'environ $f_c = 2$ kHz (légèrement variable avec la polarisation). La recherche par la simulation des conditions conduisant à la minimisation de la conversion de la source de bruit BF fait appel à une technique dite du 'pushing' : il s'agit d'appliquer une perturbation quasi-statique au niveau de la jonction BE et de relever le décalage en fréquence qui en résulte [18]. Cette technique, parfois rencontrée sous le terme d'approche par modulation, est plus facile et plus rapide que l'approche par matrices de conversions ; de plus elle ne nécessite pas de disposer d'un modèle non-linéaire du bruit BF. La technique du 'pushing' s'appuie uniquement sur l'analyse des fluctuations de fréquence de l'oscillateur en configuration parallèle selon la formulation suivante :

$$K_p = \frac{\Delta f}{\Delta V_{BE}} \qquad \text{en Hz/V} \qquad \textbf{Eq. 6}$$

Le facteur de conversion K_p se relie aisément aux fluctuations de phase du transistor $\Delta\phi$ par rapport à ce même stimulus ΔV_{BE} grâce à l'équation 3 dans laquelle $\frac{\delta\varphi}{\delta f} = \frac{2Q_L}{f_0}$

représente le terme de stabilité. On obtient alors une équivalence selon $K_p = \frac{f_0}{2Q_L} K_\Phi$. La quantité $K_\Phi = \frac{\Delta\Phi}{\Delta V_{BE}}$ représente la sensibilité de la phase de l'amplificateur aux fluctuations basse-fréquence de la tension de commande V_{BE}. La méthode dite du 'pushing' fournit des résultats d'autant plus exacts, dans notre cas d'étude, que la source de bruit intrinsèque (physique) au niveau de la jonction BE est proche de la source de bruit extrinsèque mesurée. Si le bruit n'agit pas directement sur la non linéarité considérée lors du « pushing », les résultats obtenus peuvent ne plus être proches de la réalité. Cette même technique est appliquée pour chaque topologie de réaction série ou parallèle (resp. en réflexion ou à résistance négative, et en transmission, cf. Figure 10).

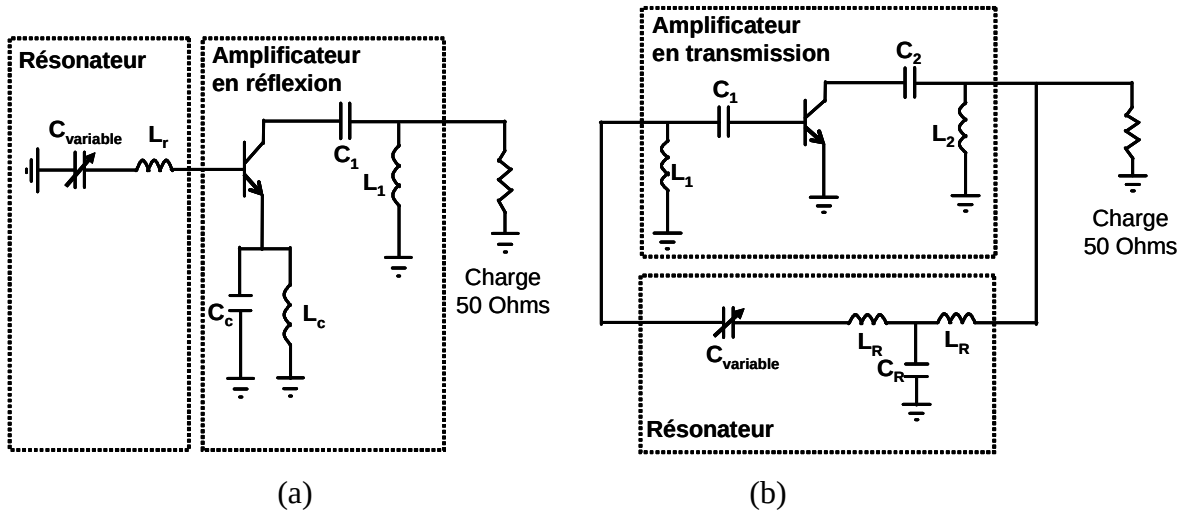


Figure 10 : représentation des schémas électriques des OCT en réflexion (a) et en transmission (b) en bande X

La définition des inductances et des capacités du résonateur dépendent directement des conditions de boucle permettant de satisfaire aux conditions d'oscillation : la minimisation des pertes dans les inductances permet d'obtenir des facteurs de qualité intéressants (valeur à vide Q > 20). La topologie série est plus aisée à mettre en place car elle n'implique aucune contrainte liée à l'adaptation d'entrée sortie contrairement à l'architecture parallèle. De plus, sa structure de résonateur en terminaison court-circuit offre une plage d'excursion en fréquence supérieure à 10% sans difficulté majeure, tandis que la topologie en transmission nécessite une optimisation de la sensibilité du résonateur en vue de la maximisation de l'excursion en fréquence pour atteindre une valeur de l'ordre de 5%.

Dans une seconde phase, la technique de simulation du 'pushing' est appliquée en faisant varier le point de repos $K_P(V_{CE})$ (resp. $K_P(I_B)$), pour différents courants de base I_B (resp. tensions V_{CE}) : les polarisations de base et de collecteur sont optimisées séparément avant de valider l'approche selon une alimentation unique V_{CC}. Pour la version réaction parallèle, le coefficient de conversion s'améliore de manière monotone lorsque la tension V_{CE} augmente et lorsque le courant de base I_B augmente. Cependant, la valeur de 'pushing' nulle n'est jamais atteinte (K_P > 3.5 GHz/V pour V_{CC} < 3.3 V). Avec les valeurs retenues pour réaliser le résonateur et l'adaptation d'entrée-sortie, cette topologie ne permet pas d'annuler l'effet 'extrinsèque' de la source de bruit prépondérante de la jonction base-émetteur. En ce qui concerne la version série de l'oscillateur, cette technique de simulation de la conversion de 'pushing' n'est pas transposable directement. Le calcul de la conversion étant basé sur une topologie parallèle, nous avons modifié le schéma de l'oscillateur série en créant une boucle grâce à l'utilisation d'une masse virtuelle conformément au schéma de la Figure 11. Les simulations petit-signal et en bruit de phase restent parfaitement cohérentes entre les structures a) et b) de l'oscillateur complet.

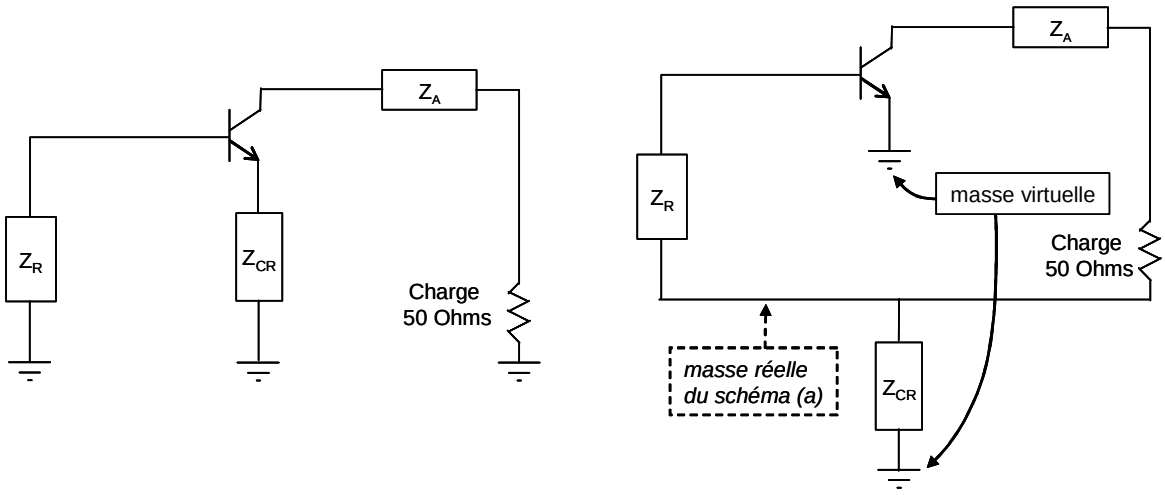


Figure 11 : transformation de la topologie d'oscillateur en réflexion (a) en circuit parallèle (b) par la technique de la masse virtuelle, afin d'appliquer la technique de simulation du 'pushing'.

De manière analogue à la version parallèle de l'oscillateur de la Figure 10, une étude paramétrée du facteur de conversion K_P est réalisée en fonction de I_B, V_{CE}, puis de manière globale pour une alimentation unique V_{CC}. Une illustration du bon accord obtenu entre l'approche quasi-statique et la simulation du bruit de phase est donnée en Figure 12 pour la topologie série finale (relative à la Figure 13.a).

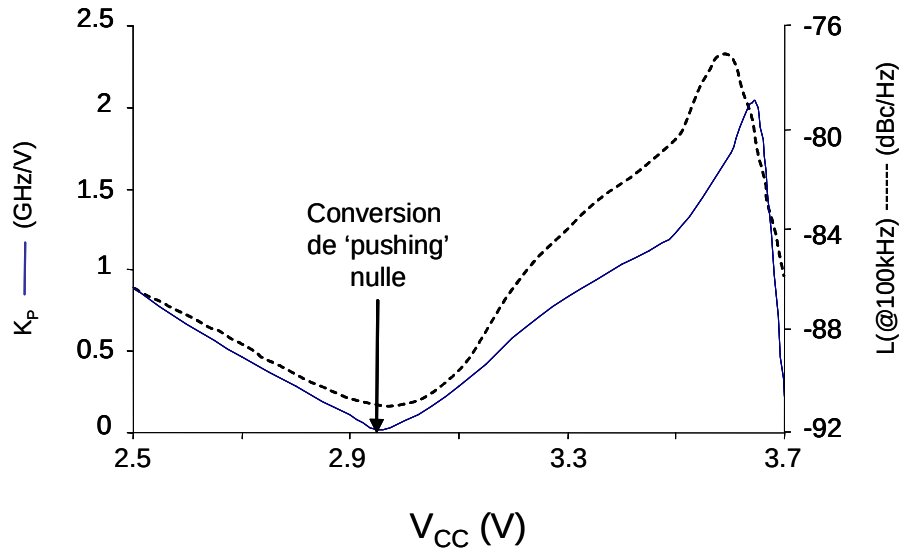
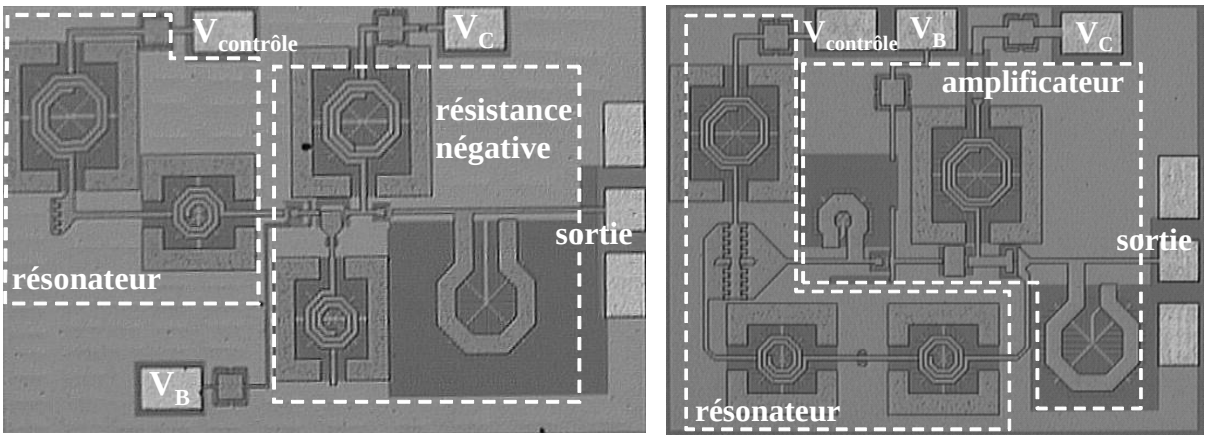


Figure 12 : facteur de conversion de 'pushing' (—) et bruit de phase (----) simulés en fonction de l'alimentation V_{CC} de l'OCT série complet en bande X.

Plusieurs jeux de paramètres (V_{CE}, I_B) donnent lieu à une conversion nulle du 'pushing' comme l'illustre la figure précédente : il est bien entendu que ceci ne sous entend nullement l'atteinte d'un bruit de phase nul pour l'oscillateur. La simulation externe du 'pushing' n'étant qu'une approximation de la perturbation interne physique de la source de bruit en courant, la contribution de cette dernière reste sensible malgré l'optimisation. De plus, les sources de bruit de second ordre ne sont pas considérées par une simulation du 'pushing', et participent alors au bruit de phase lorsque la source principale est optimisée. En définitive, la topologie série est plus favorable à la minimisation de la conversion de la source de bruit en courant S_{IB}, par rapport à la topologie parallèle. De plus, le niveau de la polarisation de l'oscillateur série est sensiblement plus bas que pour la version parallèle, avec un courant collecteur moitié moindre ($I_{C\text{-série}}$ = 7 mA). Chaque circuit a donné lieu à deux versions : une première laisse deux degrés de liberté sur la polarisation de base et de collecteur, ce qui nous a permis de valider les variations du bruit de phase selon I_B et V_{CE} (simulation du 'pushing' et du bruit de phase), tandis qu'une seconde est réalisée avec une alimentation unique V_{CC} (3,3V) conformément aux standards conventionnels de conception. Les photographies des circuits sont données en Figure 13.



a) dimension de la puce 1x1.4 mm² b) dimension de la puce 1x1.2 mm²

Figure 13 : microphotographies des OCT série (a) et parallèle (b) en bande X.

Des mesures de bruit de phase ont été réalisées directement à l'analyseur de spectre puis par une technique passive de ligne à retard [19]. La Figure 14 illustre le bon accord entre la simulation et la mesure, avec une fréquence de coude entre le bruit de modulation 1/f (pente -30 dB/décade) et le plancher converti (pente -20dB/décade) mesurée à 1.3 kHz, très proche de la valeur mesurée et simulée à basse-fréquence (2 kHz) (cf. cas 2 de la Figure 6).

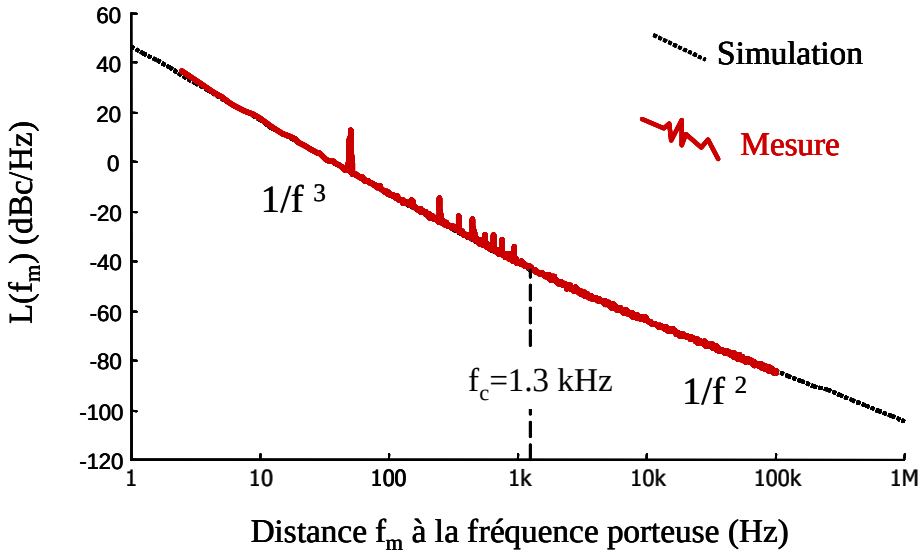


Figure 14 : comparaison simulation et mesure du bruit de phase $L(f_m)$ d'un OCT parallèle @ 11GHz

Les mesures du bruit de phase confirment les tendances simulées par la technique précédente sur l'intégralité des bandes d'accord des deux oscillateurs : la version de l'OCT série fait état du meilleur bruit de phase (-95 dBc/Hz @ 100 kHz de la porteuse, contre -85 dBc/Hz @100 kHz de la porteuse pour l'OCT parallèle), conformément aux simulations de

K_P. Les études de sensibilité du facteur de conversion vis-à-vis des paramètres de polarisation, des dimensions géométriques, et autres éléments passifs représentent un moyen efficace et rapide de discrimination au premier ordre pour concevoir des oscillateurs à faible bruit de phase. Cette technique reste valable lorsque la source de bruit en courant prédominante est facilement transposable en source de bruit externe sur un des accès du transistor : dans le cas contraire, il est nécessaire de réaliser un modèle avec des sources de bruit localisées intrinsèques et décrites par un modèle non linéaire pour traduire correctement les variations du bruit de phase selon la polarisation [20].

La confrontation des mesures et des simulations de la fréquence d'oscillation ainsi que de la puissance de sortie des deux oscillateurs reste satisfaisante sur la totalité de la bande de contrôle ; cependant un léger décalage sur la puissance de sortie et sur la fréquence d'oscillation est attribué à une compression $P_S(P_E)$ moins rapide en simulation qu'en mesure. Une rétro-simulation permet de corriger ce problème.

Le comportement en bruit en fonction de la tension d'alimentation donne également un bon accord entre théorie et mesure près de la porteuse, mais un écart apparaît aux fréquences plus élevées pour de faibles tensions V_{CC} (Figure 15).

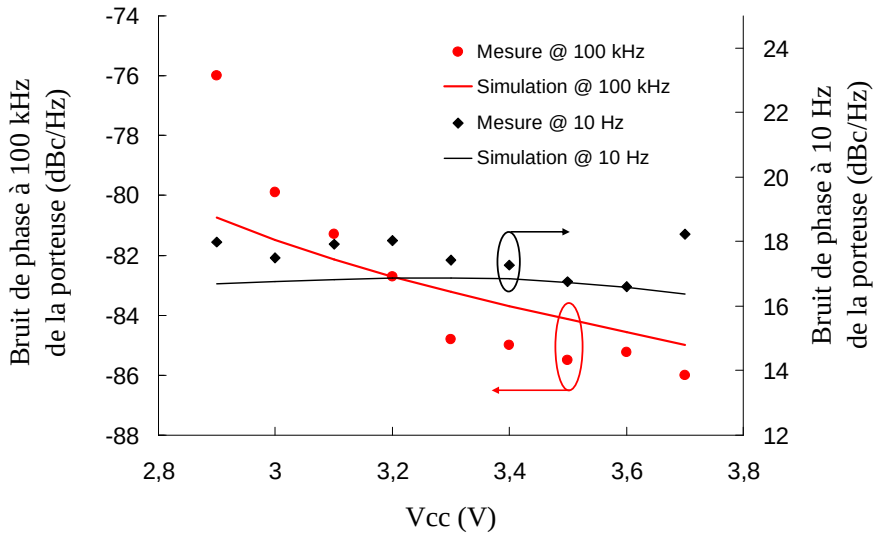


Figure 15 : bruit de phase à 10Hz et 100kHz de la porteuse en fonction de la tension de polarisation V_{CC} (oscillateur parallèle @ $V_{contrôle}$ = 0 V)

La constance du bruit de phase près de la porteuse (10 Hz) est attribuée à une compensation de la conversion qui diminue avec V_{CC}, par la source 1/f convertie qui augmente avec V_{CC} (plus précisément avec le carré du courant statique de base selon l'équation 5). Plus loin de la porteuse (100 kHz), la source 1/f n'agit plus : l'augmentation du

plancher de bruit de grenaille avec I_B ne suffit plus à compenser la conversion, et le bruit de phase diminue de manière monotone avec V_{CC} conformément aux simulations de K_P pour l'oscillateur parallèle. Ces phénomènes sont clairement illustrés sur les mesures des spectres de bruit de phase en fonction de la tension V_{CC} de la Figure 16.

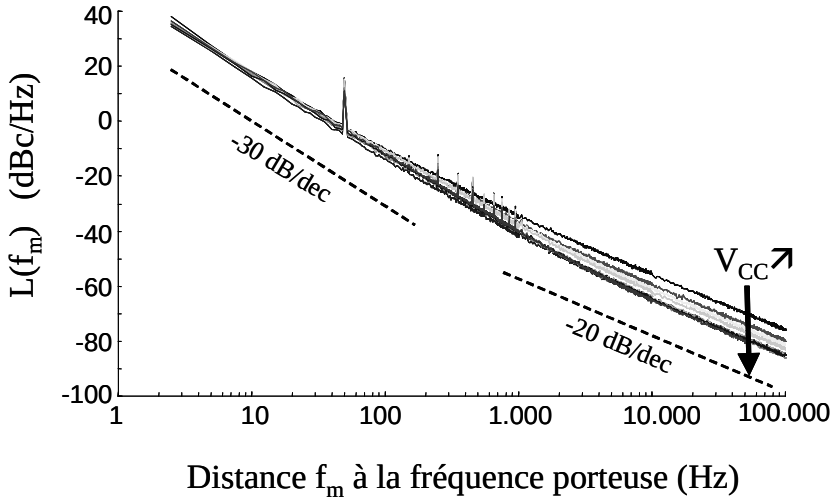


Figure 16 : mesure du bruit de phase de l'OCT parallèle pour différentes valeurs de tension d'alimentation (2.9 V < V_{CC} < 3.7 V). la fréquence d'oscillation est de f_0 = 11GHz @$V_{contrôle}$ = 0 V.

Sur la base du constat de l'impact de la source de bruit en courant au niveau de la jonction BE du transistor, nous avons également mis en œuvre une solution de filtrage de cette source par le circuit de polarisation de base, conformément à une technique proposée par M. Tutt [21] et éprouvée sur de nombreux dispositifs en version hybride au laboratoire [22][23]. De par l'ordre de grandeur des éléments passifs nécessaires, le filtre ne peut pas être intégré au circuit MMIC, il est donc réalisé de manière externe. Un filtre basse impédance améliore ainsi de 6 dB le bruit de phase résiduel du transistor. Cependant, le filtrage externe induit des difficultés pour stabiliser la polarisation du transistor (notamment au niveau du découplage d'alimentation) : la mise en œuvre sur notre oscillateur série n'a donc pas abouti.

La réalisation de sources de fréquences en bande K n'est pas directement envisageable avec une technologie 0.35µm (i.e. BiCMOS6G). Il est possible de disposer un doubleur en cascade avec l'OCT 10 GHz pour réaliser une synthèse de fréquence à 20 GHz, mais les dégradations sur le bruit de phase multiplié (+6dB) sont généralement moins avantageuses que le bruit de phase d'une synthèse directe. L'utilisation de structures équilibrées fonctionnant en subharmonique permet d'atteindre de telles fréquences. Cependant, l'utilisation d'une technologie 0.25µm a permis de réaliser notre choix de topologie sans autre contrainte que l'optimisation du bruit de phase.

b) OCT en bande K

Nous avons donc choisi d'exploiter les structures équilibrées pour réaliser un oscillateur contrôlé en tension MMIC BiCMOS en bande K (20 GHz) : les oscillateurs équilibrés proposent deux sorties en opposition de phase, et tirent bénéfice notamment d'une bonne immunité aux interférences électromagnétiques (externes, alimentation, substrat) et d'une bonne réjection des harmoniques pairs lorsqu'on annule le mode commun. Les topologies d'OCT permettant de générer des signaux en opposition de phase sont basées sur la double paire croisée [24] ou sur la structure 'push-push'. L'OCT à double paire croisée apporte un délai temporel dans le mode de réinjection des signaux, ce qui limite ses performances fréquentielles. Au contraire, l'OCT 'push-push' est généralement utilisé pour travailler en subharmonique : sa structure permet de disposer de transistors de plus grande taille (moins bruyants), et de meilleurs facteurs de qualité des résonateurs LC intégrés MMIC en raison de leur fonctionnement à une fréquence moitié par rapport à celle où ils seraient utilisés en mode fondamental. Cette solution est tout particulièrement adaptée pour des applications millimétriques [25]. Pour notre réalisation à 20 GHz [26], nous avons développé un oscillateur selon la topologie Colpitts en configuration 'push-push' sur la base des travaux de H. Li [27] conformément au schéma de la Figure 17. Le réseau L_{E1}-C_{var}-L_{E2} placé entre la résistance négative et la source de polarisation en courant permet d'optimiser simultanément la résistance négative (comportement du réseau équivalent à une capacité) et le bruit de phase (L_{E1}). Il a été démontré qu'une corrélation existe entre le bruit de phase résiduel et le gain petit signal d'un transistor, selon les conditions de charge de ce dernier [28] : un compromis doit être consenti entre un gain élevé ou un bruit de phase résiduel faible selon l'impédance de charge en entrée. Les résultats de cette approche en boucle ouverte ont également été observés en oscillation. Nous avons réalisé différentes simulations pour trouver la charge R, L ou C la plus à même de minimiser le bruit de phase de notre structure.

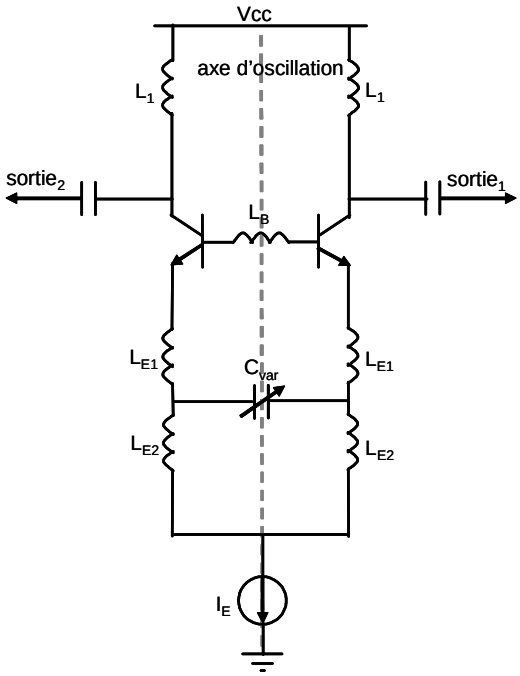


Figure 17 : schéma électrique de principe de l'OCT 'push-push' à 20 GHz. *Nota* : *les circuits de polarisation ne sont pas représentés sur le schéma.*

Seule la charge inductive L_{E1} = 0.1nH permet d'améliorer le bruit de phase de la structure (une dégradation de 7 à 10 dB sur le bruit de phase est simulée lorsqu'on lui substitue une capacité ou une résistance d'impédance équivalente). Les compromis à réaliser pour obtenir un bruit de phase faible et une plage d'accord satisfaisante sont complexes. Les interactions entre les différents paramètres de modulation et d'accord en fréquence affectent de manière sensible les performances dynamiques et en bruit, et seule une méthode rigoureuse permet de pallier les dérives de conception : la taille et la polarisation du transistor sont tout d'abord fixés pour minimiser les phénomènes de conversion tout en bénéficiant d'un gain convenable (2 à 4 dB selon les pertes du résonateur). La dégénérescence d'émetteur des TBH et l'inductance de base L_B sont ensuite optimisées sur des critères dynamiques (fréquence d'oscillation, plage d'accord et puissance de sortie) : dans cette démarche, l'inductance L_{E1} offre un degré de liberté supplémentaire pour atteindre l'optimum de conversion du bruit de phase. Il faut toutefois s'attendre à une modification des conditions de charge, et de fait à une conversion non optimale, dès lors que l'on s'écarte de la condition initialement optimisée sous tension de contrôle $V_{contrôle}$ = 0 V. Ce phénomène explique le comportement des mesures et des simulations du bruit de phase sur la Figure 20, qui se dégradent lorsque la tension de contrôle varie (sensibilité des conditions de charge et de conversion à C_{var}). Une microphotographie de notre circuit est représentée sur la Figure 18. La technologie BiCMOS

utilisée pour prétendre aux applications en bande K est ici la BiCMOS7RF de ST-microelectronics.

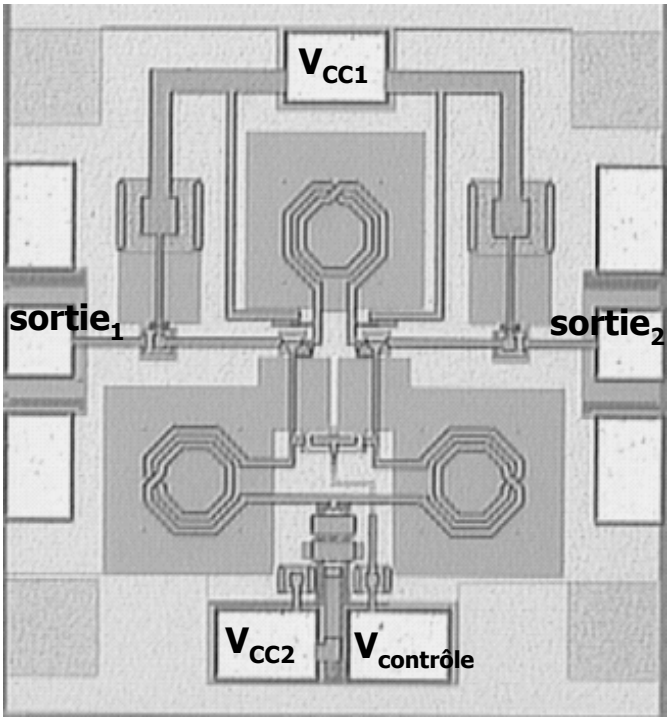


Figure 18 : microphotographie de l'OCT 'push-push' en bande K. (dimension de la puce 0.8x0.8 mm²)

Les profils de variation en fréquence et en puissance de la simulation et de la mesure relevés sur la Figure 19 sont semblables, avec une bande d'accord en fréquence de l'ordre de 10 % et une constance de la puissance de sortie en fonction de la tension de contrôle. Un décalage de 1.5 GHz entre la simulation et la mesure est attribué à une mauvaise prise en compte de la compression des modèles de transistors disponibles à l'époque de ces travaux, ce qui se traduit également par une puissance de sortie moindre de l'OCT mesuré (-4dB).

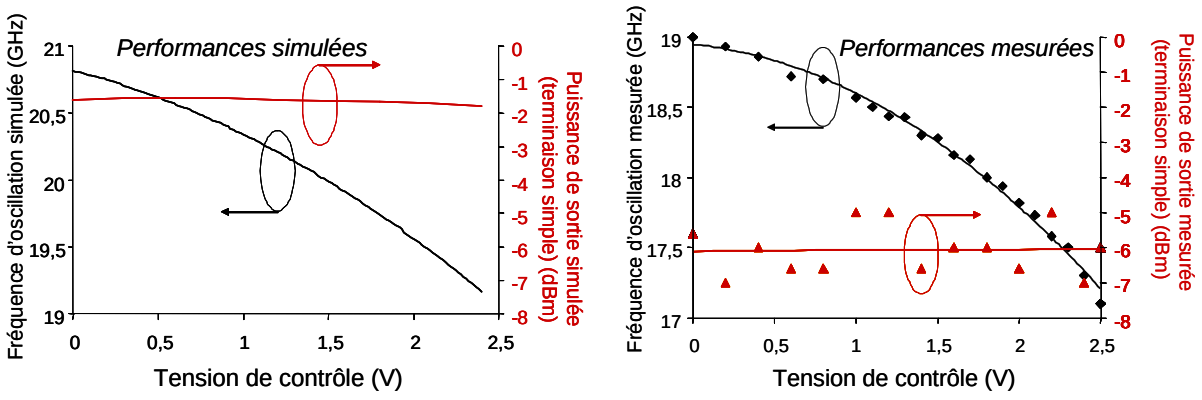


Figure 19 : performances dynamiques simulées et mesurées en fonction de la plage de contrôle en tension

Un comportement équivalent peut être relevé concernant les variations du bruit de phase en fonction de la tension de contrôle. Les mesures réalisées à 100 kHz et 1MHz de la porteuse au moyen d'un analyseur de spectre sont délicates : une moyenne sur six mesures permet de réduire l'incertitude de ces dernières.

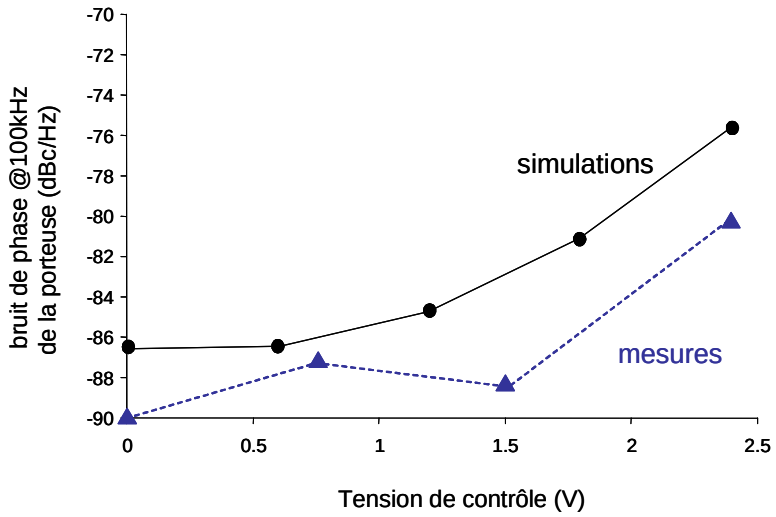


Figure 20 : bruit de phase de l'OCT 'push-push' en bande K, simulé et mesuré à 100kHz de la porteuse.

Les résultats obtenus sur le bruit de phase sont au niveau de l'état de l'art des sources en bande K avec une valeur de -90 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse pour une tension de commande nulle. Ce bruit de phase se dégrade de 10 dB dans la bande basse de fréquence synthétisée en raison de l'écart des conditions d'optimum de 'pushing' (-80dBc/Hz).

La comparaison des travaux de la communauté des concepteurs est un exercice toujours délicat : si les valeurs annoncées sont parfois sujettes à caution car liées aux conditions expérimentales employées, l'utilisation de tel ou tel autre facteur de mérite peut situer un résultat à l'état de l'art, ou plus modestement dans le paysage des conceptions.

c) Facteur de mérite des OCT : que choisir ?

Les résultats de l'OCT série 11 GHz et push-push 19 GHz se positionnent très avantageusement à l'état de l'art des réalisations intégrées MMIC silicium et arséniure de gallium comme l'indique la Figure 21. Le critère développé par Leeson est largement retenu pour évaluer les performances en bruit : ce facteur de Leeson (équation 4 du paragraphe 2.2.1) est calculé en effectuant le rapport de la puissance à une certaine distance f_m de la porteuse (mesuré dans une bande de 1 Hz) sur la puissance de la porteuse (ou différence des puissances respectivement exprimées en dBm).

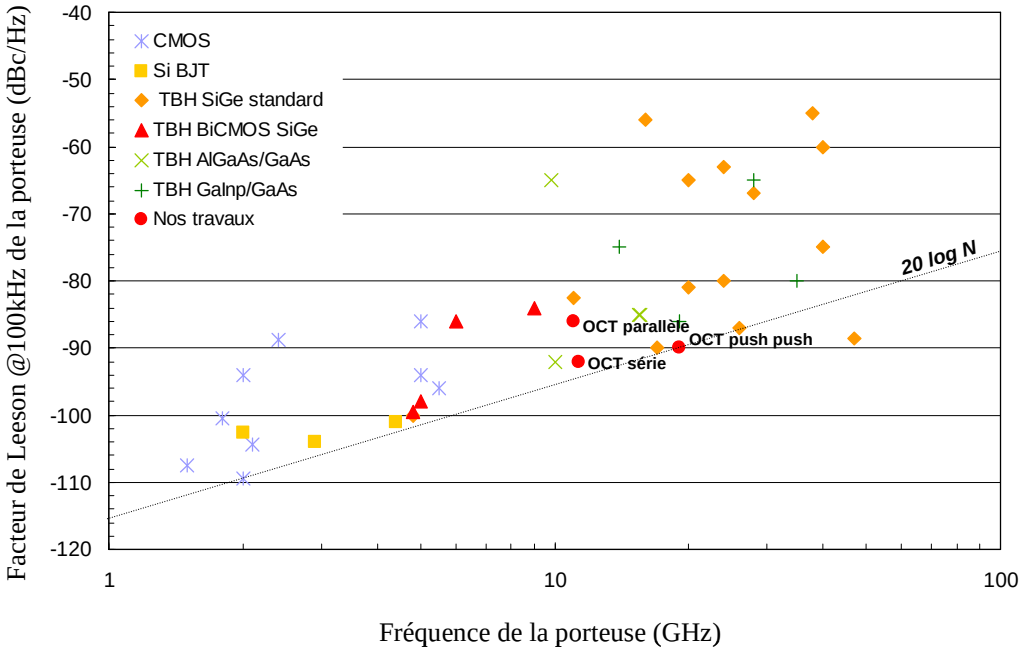


Figure 21 : état de l'art des oscillateurs contrôlés en tension MMIC : facteur de Leeson L(f_m = 100 kHz) en fonction des fréquences d'oscillation des différentes réalisations.

Toutefois, le seul facteur de Leeson peut être facilement dévoyé par des concepteurs peu regardants qui voudraient établir un 'record du monde' purement publicitaire : ces conceptions pâtissent généralement de paramètres dynamiques beaucoup moins performants qui rendent le circuit impropre pour une utilisation dans un contexte réel. En effet, pour améliorer le facteur de Leeson, il faut disposer d'un résonateur ayant un facteur de qualité le plus élevé possible. Ceci est envisageable pour des oscillateurs fixes, ou encore des OCT à faible bande d'accord. On trouve alors dans la littérature des bandes d'accord de 0.4 % difficilement exploitables : les décalages de fréquence induits par la dispersion technologique peuvent écarter l'oscillation libre hors de la plage désirée. D'autres auteurs ont par la suite proposé un facteur de Leeson amélioré (intitulé $FOM_{leeson+}$ dans l'équation 7 et le Tableau 2) : ce dernier intègre au facteur de Leeson une loi de régression en fonction de la fréquence d'oscillation et de la distance à la porteuse (en supposant la présence uniquement de la source de bruit additif), et il tient également compte de la puissance statique consommée P_{diss}. En polarisant faiblement les transistors, il est alors possible d'optimiser ce dernier facteur de mérite. Cet exercice est toutefois délicat pour les transistors bipolaires, car le bruit converti augmente également sous une faible polarisation (avec des nuances selon la topologie de circuit). La comparaison de quelques références à l'état de l'art (reportées dans le Tableau 2) permet d'appréhender l'impact de ces divers paramètres selon les deux facteurs de mérite (Figure Of Merit : $FOM_{leeson+}$, $FOM_{Pout\text{-}\Delta tune}$) proposés dans les formules suivantes :

- Facteur de mérite conventionnel (‘improved Leeson’s Figure Of Merit’)

$$FOM_{Leeson+} = L(f_m) - 20\log\left[\frac{f_o}{f_m}\right] + 10\log(P_{diss}) \qquad \textbf{Eq. 7}$$

- Facteurs de mérite proposés [26]

$$FOM_{Pout} = L(f_m) - 20\log\left[\frac{f_o}{f_m}\right] + 10\log(P_{diss}) - 10\log(P_{Pout}) \qquad \textbf{Eq. 8}$$

$$FOM_{Pout-\Delta tune} = L(f_m) - 20\log\left[\frac{f_o}{f_m}\right] + 10\log(P_{diss}) - 10\log(P_{Pout}) - \Delta tune\ (\%) \qquad \textbf{Eq. 9}$$

Le facteur de mérite que nous proposons selon l’équation 8 se dérive facilement de l’équation 7, en rajoutant la contribution en puissance de sortie. Un oscillateur à faible puissance de sortie sera généralement suivi d’un étage tampon pour attaquer la voie OL d’un mélangeur (optimisation du gain de conversion), ce qui doit être considéré dans le bilan de consommation P_{diss} de l’équation 7. L’utilisation de l’équation 8 permet ainsi une plus juste comparaison des oscillateurs du point de vue énergétique dynamique et statique. Par ailleurs, d’autres travaux proposent des facteurs de mérite compétitifs malgré une bande d’accord inexploitable (0.5% pour [29]). Il semble important de tenir compte de ce paramètre d’accord de bande, d’autant plus qu’il est ici question d’oscillateurs à fréquence variable ! La formule donnée en équation 9 est une première tentative pour répondre à ce point. Cependant, cette formule n’est pas homogène : le terme d’accord ‘Δtune’ exprimé en pourcentage ne correspond à aucune représentation dans la dimension des puissances et des fréquences contrairement aux équations précédentes. Au final, la meilleure pondération du facteur de mérite selon la bande d’accord correspond à son expression en pourcentage.

Référence	**[27]**	**[29]**	**[30]**	**[31]**	**[27]**	**[32]**	**[33]**	**[34]**	**Nos travaux [26]**		
									OCT série	OCT parallèle	OCT push-push
Fréquence d’oscillation (GHz)	28	40,5	13	25	46	36.8	33	21.5	11.2	11	19
Bande d’accord (Δtune %)	26	0,5	1,7	1,6	26	6.8	2.2	5	11	4,5	12
P_{sortie} (dBm)	-14,8	0	0	0	-4	-14	-17	-6	-5	-4	-6
Leeson *(rapporté à 100 kHz)*	-90	-83	-120	-105	-90	-79	-79	-93	-95	-83	-90
FOM $_{leeson+}$	-187	-183	-199	-183	-179	-171	-185	-179	-183	-168	-176
$FOM_{Pout-\Delta tune}$	-198	-183	-201	-195	-201	-164	-170	-178	-189	-168	-182
Technologie	TBH III-V				TBH SiGe						

Tableau 2 : facteurs de mérite des meilleurs OCT MMIC à base de transistors bipolaires à hétérojonction

Enfin, il faut remarquer que la montée en fréquence des technologies MOS au-delà de 40 GHz oblige à une diminution sensible des tailles des composants, et une augmentation de la contribution de la source C/f : il s'en suit une fréquence de coupure du bruit C/f de l'ordre du MHz (cf Figure 6). La régression fréquentielle -20.log (f_0/f_m) devient alors -30.log(f_0/f_m) dans les formules dérivées (Equations 7 à 9). Ce paragraphe 'récréatif' en marge de nos travaux est uniquement destiné à faire prendre conscience aux utilisateurs de circuits que l'usage d'un facteur de mérite n'est pas anodin, et répond à un contexte bien particulier. Il serait aisé de compliquer à loisir ce facteur de mérite : le facteur de 'pulling' lié à la charge et de 'pushing' des sources d'alimentation pourraient être des critères supplémentaires de sensibilité des oscillateurs. Mais la définition d'un facteur de mérite constitué de l'intégralité des paramètres serait inintelligible et inexploitable de par la nature très variée des applications auxquelles sont destinés les oscillateurs (faible bande, large bande, faible consommation, …). La responsabilité de bon usage des facteurs de mérite revient donc aux concepteurs…

d) Les OCT dans leur contexte PLL, ou signal de pompe de mélangeurs

L'oscillateur est un circuit autonome par définition : en hautes fréquences, le manque de stabilité l'oblige à être synchronisé sur une référence plus stable basse fréquence (une synchronisation par battement de fréquences optiques très hautes fréquences serait tout aussi bien envisageable, mais techniquement encore difficile à mettre en œuvre). Dans une première étape d'intégration de nos réalisations au sein d'une PLL MMIC, nous avons associé la version parallèle d'OCT 11 GHz en cascade avec un diviseur numérique par 5 [35] (photographie en Figure 22) pour valider l'association élémentaire de ces modules en vue de la réalisation de la PLL.

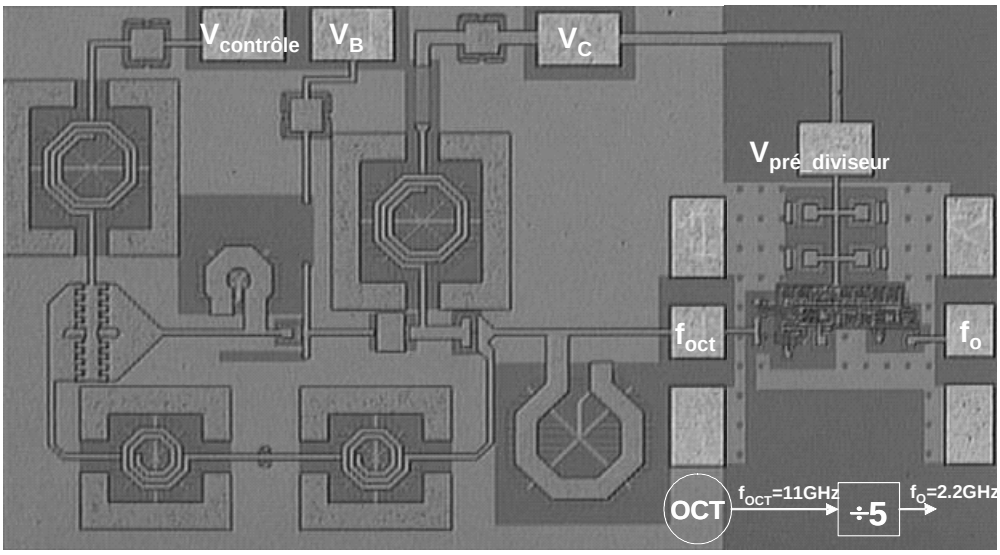


Figure 22 : oscillateur contrôlé en tension parallèle 11GHz cascadé avec un diviseur numérique par 5

Le diviseur entier a été réalisé au sein du groupe, lors des travaux de M. Sié encadrés par E. Tournier [36]. Les résultats sont conformes aux simulations : la bande d'accord de sortie est de 100 MHz pour une fréquence libre de 2.2 GHz, ce qui est bien dans un rapport 5 avec les performances de l'OCT. L'utilisation de diviseurs entiers reste cependant limitative pour la synthèse de pas de fréquences 'agiles'. Les modules de synthèse de fréquence, actuellement utilisés dans le secteur spatial, font appel à de nombreuses sources de références qui correspondent à des canaux spécifiques afin d'optimiser les bandes allouées. L'utilisation d'un diviseur fractionnaire programmable réduit de manière sensible le gain en encombrement taille-masse et en énergie consommée. Nous avons développé une architecture de diviseur fractionnaire programmable basée sur l'utilisation des modules de division entiers déjà disponibles [36]. Le lecteur pourra se reporter aux travaux de W. Wong pour obtenir plus de détails sur la structure illustrée en Figure 23 et Figure 24, ainsi que sur les simulations de bruit de la PLL complète [12].

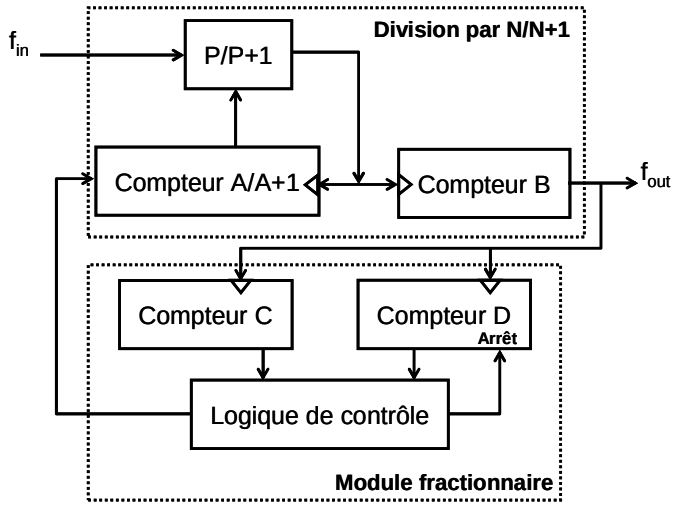


Figure 23 : schéma de principe de la division fractionnaire programmable implémentée.

Les entrées A et B (resp. C et D) sont codées sur 6 bits (resp. 4 bits), et le pas de réglage minimum est de $\Delta f = f_{réf}/24$ Hz. Une programmation de A = 3, B = 5, C = 8 et D = 4 donnera par exemple une division par (BP+A)+D/C = 195.5 (P étant le pré-diviseur mis en place à 32). Les étages haut débit sont réalisés en logique rapide ECL tandis que ceux à cadences plus lentes font appel à une technologie faible consommation à base de transistors CMOS. Un défaut sur un compteur de boucle n'a pas permis de tester ce module fractionnaire en l'état. Par la suite, l'assemblage des différents modules constituant les PLL 10 GHz et 20 GHz a été réalisé avec succès sous la tutelle d'E. Tournier.

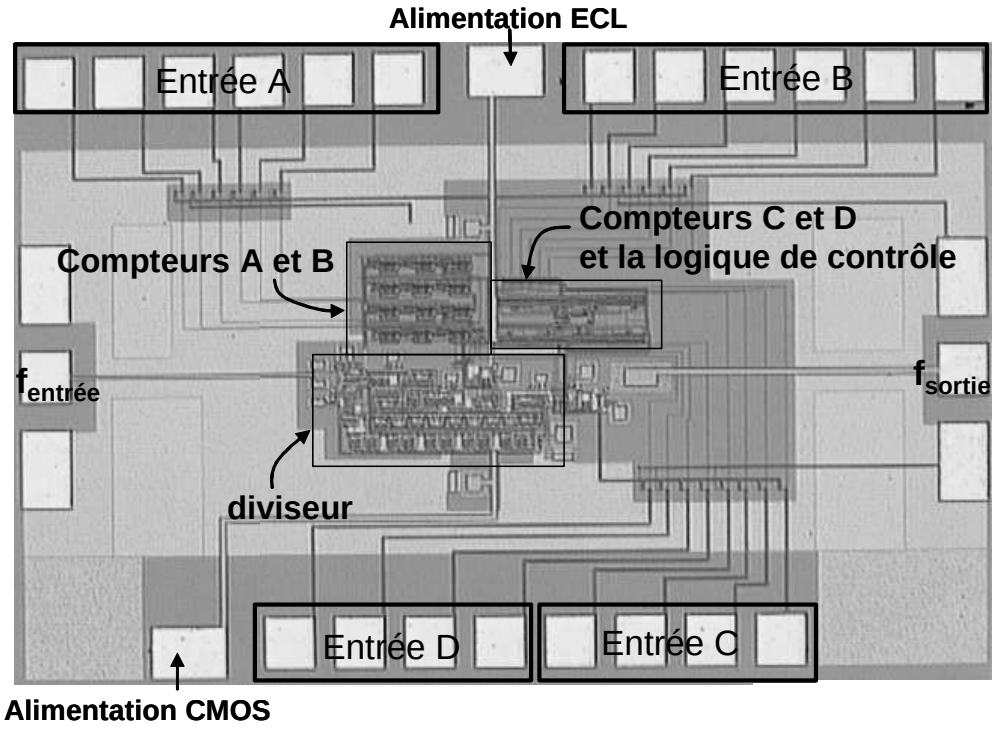


Figure 24 : microphotographie du diviseur fractionnaire à numérateur et dénominateur programmables

L'intégration des oscillateurs est également envisageable selon un aspect système, en étudiant les interactions qu'ils entretiennent avec les mélangeurs de fréquence. Lors d'une conception de mélangeur de fréquence, la source OL est simulée par une source idéale qui fournit le signal de pompe au convertisseur. Ce dernier ne tient pas compte de certains phénomènes tels que le 'pulling' par exemple, qui oblige à disposer d'un isolateur ou d'un amplificateur tampon entre l'oscillateur et le mélangeur pour limiter cette perturbation. À la suite de nos travaux sur les sources analogiques de fréquence, nous avons donc initié des études théoriques sur une approche intégrée des oscillateurs HF et des mélangeurs. Ces travaux ont été réalisés lors du stage de Master2 de R. Corbière [37] : différents oscillateurs série et parallèle ont été testés seuls, puis connectés à un convertisseur de fréquence [38] en technologie MMIC BiCMOS. Pour chaque configuration, des solutions ont été suggérées dans l'objectif d'une meilleure maîtrise de la conception intégrée oscillateur-mélangeur (étude paramétrée en fonction de différentes valeurs d'isolateurs, choix de la voie de couplage des oscillateurs parallèles, …). Cette approche permet de tirer un maximum de profit d'une intégration MMIC des circuits.

Pour conclure nos travaux, les transistors à hétérojonction Si/SiGe sont d'excellents candidats pour des applications de synthèse de fréquence, et notamment pour la synthèse à très haute pureté spectrale, autrement dit pour réaliser des sources considérées comme références pour les dérives à long terme (bruit de phase près de la porteuse). Si le résonateur LC reste un paramètre limitatif pour prétendre à de telles applications, les résonateurs FBAR ('Film Bulk Acoustic Resonator') miniaturisés sont parfaitement compatibles avec les technologies MMIC (report 'Flip-Chip') et peuvent prétendre à des bruit de phase 15 à 20 dB en dessous de ceux obtenus par résonateur classique LC, grâce à un facteur de qualité supérieur à 500. Pour obtenir des performances à l'état de l'art des sources à très haute pureté spectrale, la seule solution viable reste l'utilisation de technologies hybrides plus encombrantes mais également plus performantes (ex : objectif de -68 dBc/Hz pour le projet PHARAO à 1 Hz de la porteuse 9.6 GHz). Les nouvelles technologies III-V à grande bande interdite proposent, quant à elles, des spécificités sur la forte puissance du signal synthétisé, et concernent un marché plus confidentiel mais avec un fort potentiel de développement.

2.2.4 Oscillateur hybride GaN de forte puissance en bande X

Les transistors GaN possèdent des caractéristiques initialement mises à profit pour réaliser des modules d'amplification de puissance de type SSPA ('solid state power amplifier'), en vue d'une substitution progressive aux amplificateurs LDMOS entre 2 et 5 GHz et aux amplificateurs à tubes à ondes progressives (ATOP, ou TWTA pour 'travelling wave tube amplifier') aux fréquences plus élevées : des réalisations MMIC font état de puissances supérieures à la dizaine de watts en bande Ku, et des rendements en puissance ajoutée supérieurs à 30% [39][40]. La niche d'application ne se limite toutefois pas à la puissance, et l'amplification faible bruit en technologie GaN permet de se doter d'amplificateurs robustes aux agressions électromagnétiques sans avoir recours à un quelconque circuit de protection qui dégrade le facteur de bruit des LNA issus des technologies à faible bande interdite. Pour sa part, la synthèse de fréquence de forte puissance permet d'éliminer les amplificateurs tampons nécessaires pour optimiser le gain de conversion des mélangeurs. Elle peut être utilisée également pour des applications radar dans le domaine militaire et civil (source d'un altimètre radio LRA en aéronautique, $P_{out} > 16$ dBm en bande C). Lors d'une collaboration avec Thales Research Technology et les laboratoires de l'IEMN et du GeMAC, nous avons démontré que le nitrure de gallium pouvait aussi répondre aux besoins des applications faible bruit en régime linéaire (amplificateur) et non-linéaire

(oscillateur) conformément aux résultats obtenus sur le facteur de bruit minimum et le bruit BF au chapitre 1. Notre contribution porte sur la réalisation d'un oscillateur hybride à 10 GHz. Pour cela, nous utilisons le modèle non-linéaire évoqué au chapitre 1, ainsi que les caractérisations du bruit BF sous la forme de la densité spectrale des fluctuations du courant de drain S_{ID}. La dimension du transistor HEMT et son point de repos sont fixés respectivement à 2x75 µm (largeur de grille) et à V_{GS}=-3.3 V avec V_{DS}=8V afin d'assurer la minimisation de la source de bruit BF et le maintien d'un gain petit signal suffisant. Une première version d'oscillateur a été réalisée en version amplificateur en réflexion. Le circuit correspondant est représenté sur la photographie de la Figure 25.

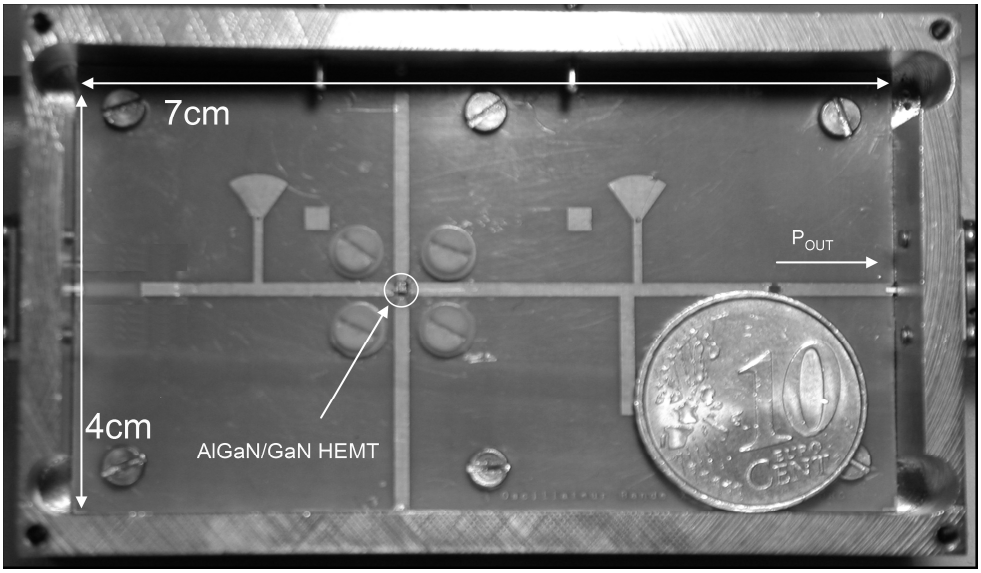


Figure 25 : photographie de l'oscillateur hybride 10 GHz à base de transistor HEMT AlGaN/GaN.

La contre-réaction de source visible selon l'axe vertical de part et d'autre du transistor permet de gérer le gain en réflexion de la résistance négative. Le résonateur de la partie gauche est obtenu par une ligne micro-ruban en circuit ouvert (facteur de qualité sur 50Ω, Q = 170 ce qui correspond à une fréquence de coude du bruit de phase supérieure à 10^7 Hz). Les circuits de polarisation de grille et de drain identiques sont placés respectivement à gauche et à droite du composant, et l'adaptation de sortie utilise la technique simple stub. La simulation en balance harmonique prévoit une puissance du fondamental 10 GHz de 22 dBm, avec une réjection des harmoniques supérieure à 20 dB. La mesure illustrée en encart de la Figure 25 montre un écart moins probant sur la réjection d'harmonique (8 dB). La rétro-simulation de l'oscillateur associée à des mesures sous plusieurs conditions de polarisation montre que cette différence est attribuée à un phénomène d'auto-polarisation du transistor. Le gain en réflexion élevé induit une composante continue sur la grille par le biais de phénomènes non-linéaires

(composante quadratique). Le transistor fonctionne en mode fortement compressé. La mesure du spectre de bruit est donnée sur la Figure 26 : les simulations de bruit de phase du circuit sont ramenées sur ce graphique en considérant les conditions expérimentales de la mesure (bande de résolution RBW = 2 kHz). Un accord satisfaisant est obtenu si l'on considère que l'état de compression du composant et les phénomènes induits sur le bruit de phase ne sont pas pris en compte dans la simulation.

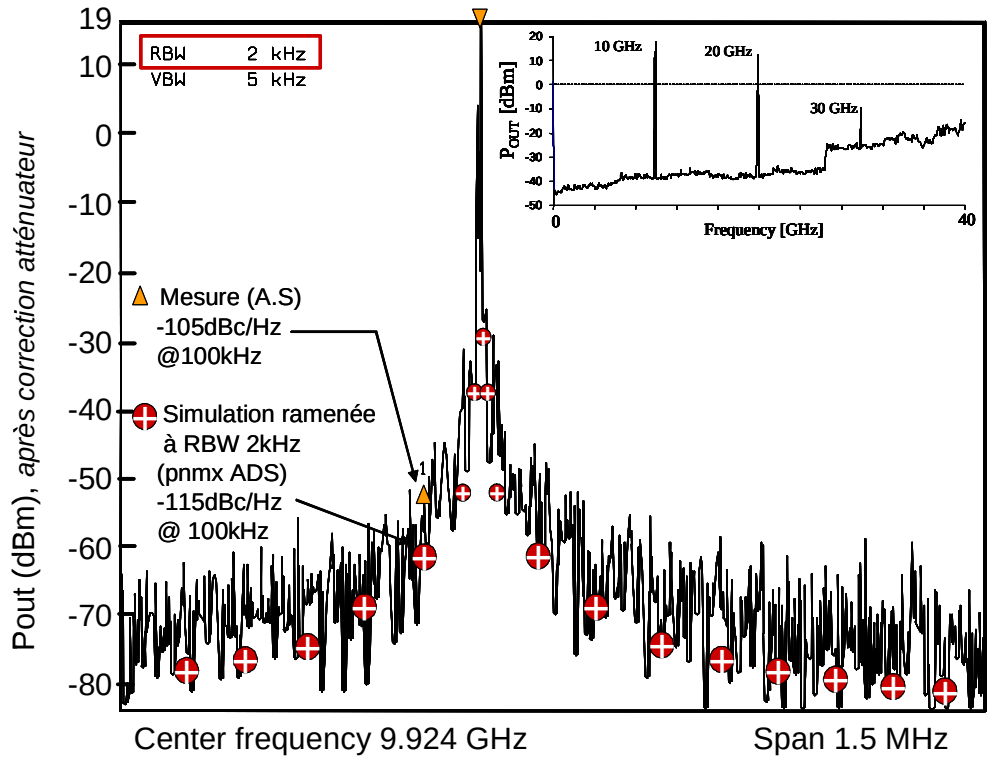


Figure 26 : spectre de bruit mesuré (traits) et report des simulations de bruit de phase sous les conditions de la mesure (RBW = 2kHz). L'encart reporte la mesure du fondamental (19 dBm @ 10 GHz), du deuxième (11dBm) et troisième harmoniques (-10 dBm).

La compression du composant a un impact sur son bruit de phase. Cependant, une prise en compte de l'état fort niveau est délicate à mettre en œuvre au niveau du composant, et notre approche en source extrinsèque n'est pas applicable dans ce cas. Des mesures de bruit de phase résiduel ont été réalisées sur ce composant avant montage de l'oscillateur. Ce dernier s'améliore lorsque la puissance du signal RF augmente, comme l'illustre la Figure 27 : le sens de variation du bruit de phase résiduel ne correspond pas toutefois à un niveau de bruit de phase en oscillation plus élevé en mesure par rapport à la simulation. Deux mécanismes peuvent justifier l'écart relevé entre cette mesure et la simulation de la Figure 26 :

- Les centres de GR relevés en caractérisation basse fréquence sont difficiles à discerner sur le spectre de bruit en oscillation (comportement quasi-1/f). Cependant, leur prise

en compte et leur transformation par le biais des non-linéarités peut être la cause du bruit de phase mesuré supérieur à la simulation. En régime fort-niveau, il nous est impossible de prévoir leur conversion autour de la porteuse.

- Le point de repos modifié par phénomène d'auto-polarisation peut également expliquer la modification du niveau de bruit, voire la nature des sources de bruit du transistor. Il n'est pas possible de reproduire ce fonctionnement particulier en boucle ouverte pour extraire les sources de bruit. De plus, le fonctionnement fortement compressé laisse supposer des courants de fuite de grille élevés. La densité de bruit en courant de grille devient alors non-négligeable : le modèle électrique fort signal développé doit être modifié pour prendre en considération la conversion de la source de bruit en entrée sur la sortie, ainsi que la corrélation des sources d'entrée et de sortie du transistor.

Une modélisation intrinsèque du bruit BF, puis du bruit de phase résiduel à différents niveaux de puissance dynamique semble indispensable pour envisager des conceptions plus précises, mais également pour interpréter et modéliser les mécanismes fondamentaux de la conversion sous forte puissance RF.

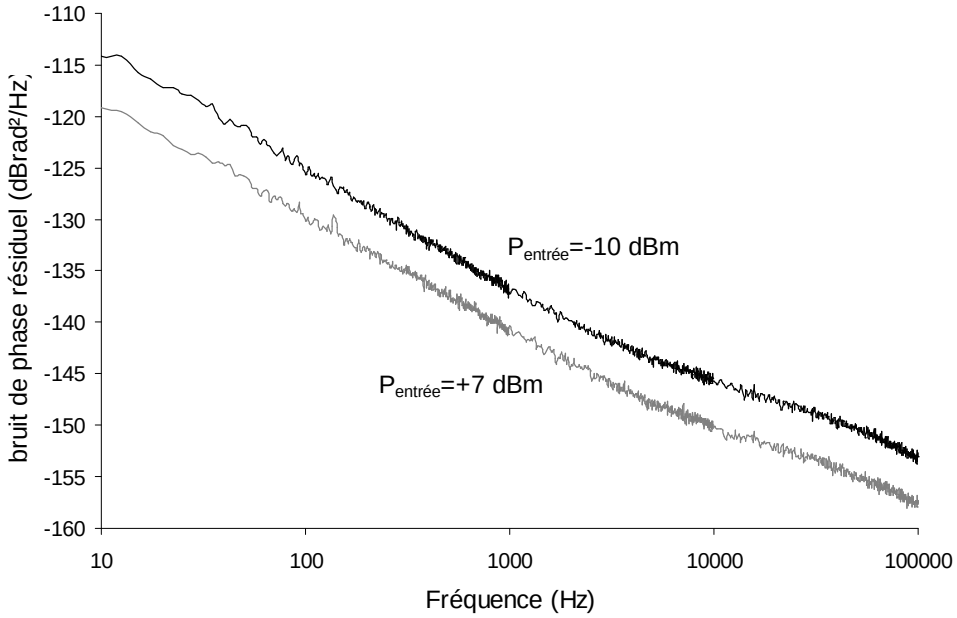


Figure 27 : mesures de bruit de phase résiduel du composant HEMT 2x0.25x75µm² (V_{GS} = -3 V, V_{DS} = 10 V) sous application de divers niveaux de puissances @ 10 GHz.

Malgré la difficulté rencontrée pour modéliser le bruit de phase de nos dispositifs, la conception sur des approches simplifiées reste souvent suffisante pour réaliser un oscillateur fixe ou accordable. Une grande diversité d'oscillateur libres GaN commence à poindre,

proposant des puissances de sortie élevées (> 30 dBm), des fréquences élevés (> 50 GHz), une réjection d'harmonique importante (> 45dB), en version monolithique ou hybride. Les publications les plus pertinentes que nous avons recensées sont reportées sur la Figure 28. L'obtention simultanée d'une fréquence élevée et d'une puissance élevée est toujours limitée par les lois classiques de fréquence de coupure du gain du transistor : la fréquence la plus élevée (53 GHz) propose ainsi la puissance la plus faible (11dBm) [41]. Ce résultat obtenu par la société Northrop Grumman représente toutefois la meilleure réalisation sur les aspects de bruit de phase, de puissance et de fréquence (selon la formule de Leeson modifiée que nous avons proposé en équation 8). La version d'oscillateur à fréquence fixe réalisée au LAAS se positionne très avantageusement sur le graphique de la Figure 28. Dans la formule du facteur de Leeson modifiée utilisée en abscisse, nous n'utilisons pas la puissance statique $+P_{diss\text{-}dBm}$, qui n'est pas systématiquement instruite dans les articles. Cette puissance se situe généralement autour de 30 dBm (26 dBm pour notre oscillateur), et peut légèrement modifier les tendances de chaque réalisation.

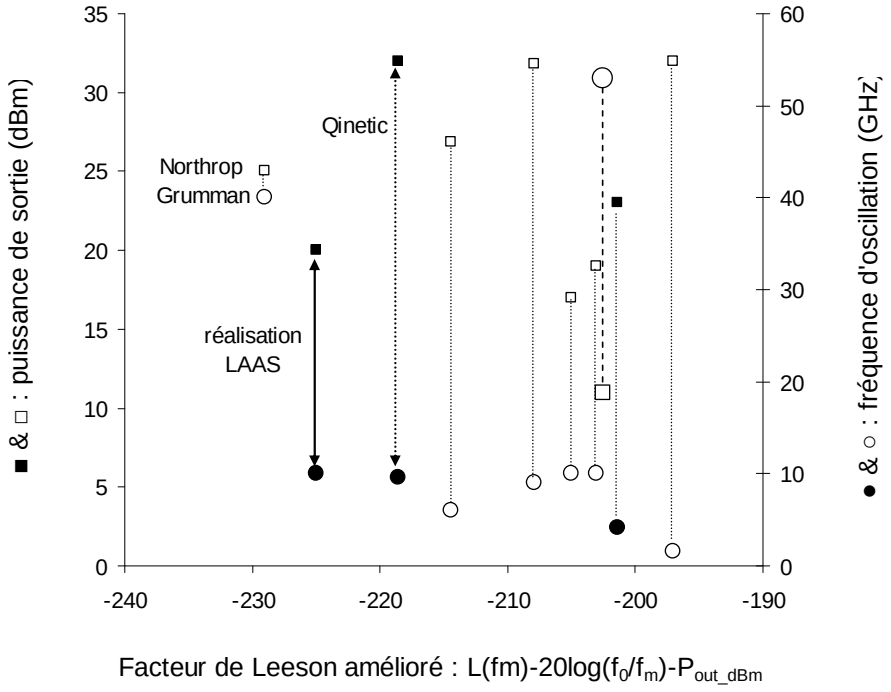


Figure 28 : comparaison des facteurs de mérite des oscillateurs GaN (abscisse) selon l'équation 8 (sans prise en compte de P_{diss} non systématiquement disponible) en fonction de leur puissance de sortie et de leur fréquence (Oscillateurs fixes : ● fréquence et ■ puissance de sortie. Oscillateurs contrôlés en tension : ○ fréquence et □ puissance de sortie).

En raison des fortes puissances mises en jeu et du phénomène d'auto-polarisation identifié sur l'oscillateur, nous avons mené un test d'endurance sur une durée de 500 h. Les

résultats de la Figure 29 démontrent une bonne stabilité de la puissance de sortie, mais le bruit de phase se dégrade très rapidement de 15 dB au bout d'une semaine. La forte puissance et la forte température auxquelles le transistor est soumis peuvent être la cause d'une telle dégradation : des études sur des composants de manufacture similaire ont démontré l'apparition de centres de génération-recombinaison après application de contraintes thermiques. Ces travaux d'analyse de défaillance en fonction de la température et de la puissance RF sont actuellement en cours dans le cadre des travaux de recherche de G. Astre, avec le soutien de la DGA et en partenariat avec UMS. L'approche se situe essentiellement au niveau du composant, mais l'impact circuit sera également exploré en guise de validation.

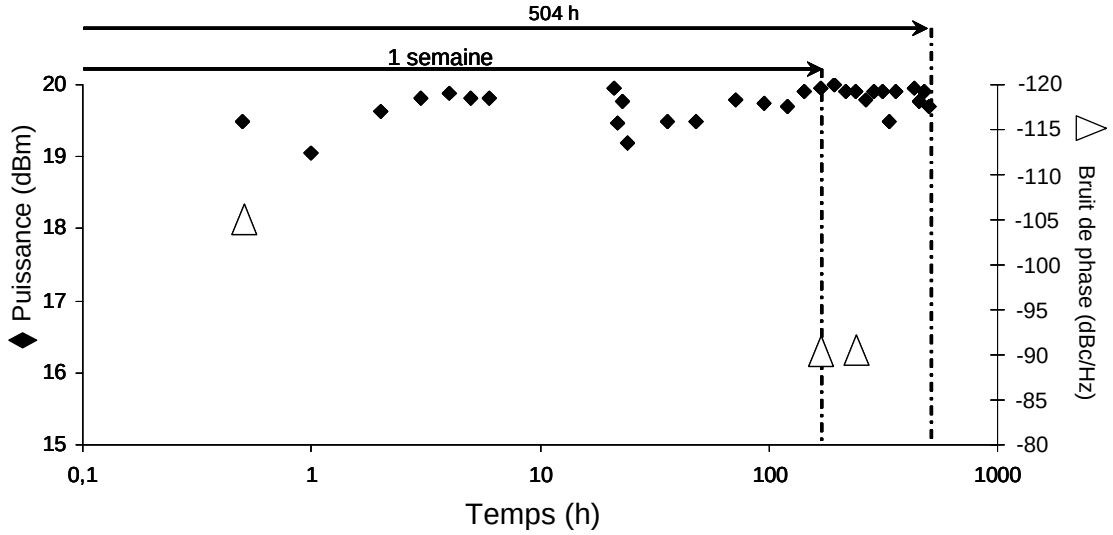


Figure 29 : test d'endurance de l'oscillateur GaN fixe 10GHz durant 500h.

2.3 Conclusion

Chaque filière technologique propose des avantages spécifiques dont les concepteurs de circuit peuvent tirer profit lors de la réalisation des fonctions électroniques des hautes fréquences. Notre approche s'est essentiellement basée sur une connaissance fine du transistor, là où d'autres privilégient plutôt la complexité des topologies : nous avons ainsi réalisé des amplificateurs faible bruit et des oscillateurs en technologies hybrides et MMIC, dont beaucoup se situent à l'état de l'art. L'étude du LNA hybride en bande X a fait l'objet d'un brevet sur une solution intégrée de réjection de la bande de transmission tout en minimisant les pertes en bande de réception afin de bénéficier d'un faible facteur de bruit total de NF=1.1dB. Diverses études d'oscillateurs GaN ou MMIC ont également fait l'objet de

réalisations avec des performances en bruit de phase à l'état de l'art. L'optimisation en bruit de phase des oscillateurs contrôlés en tension MMIC SiGe s'appuie sur la technique de simulation du pushing au niveau de la jonction base-émetteur où se situe la source de bruit BF convertie prépondérante. Cette technique permet de distinguer efficacement le bénéfice de la topologie série vis-à-vis de la topologie parallèle, avec un bruit de phase mesuré de -95 dBc/Hz à une distance de 100 kHz de la porteuse 10 GHz. Nous avons proposé de nouveaux facteurs de mérite basés sur l'expression proposée par Leeson pour prendre en considération les contraintes opérationnelles des oscillateurs. De plus, La conception d'un oscillateur fixe GaN @ 10 GHz de forte puissance (20 dBm) et de faible bruit de phase (-105 dBc/Hz @ 100 kHz) a donné lieu à une étude d'endurance sur une période de 500 heures durant laquelle une forte dégradation du bruit de phase a été relevée, alors que la puissance de sortie reste inchangée : l'intégration des contraintes de polarisation, RF et thermiques des composants actifs lors de la conception des circuits représente un axe de recherche déterminant dans l'optique de l'optimisation des performances et de la fiabilité des systèmes.

À chaque apparition de nouvelle technologie et des démonstrateurs circuits qui lui sont associés, une redistribution des fonctions plus ou moins profonde s'opère. Selon des considérations de performances, de coût, d'intégration, de reconfigurabilité ou de faible consommation, les fonctions et les systèmes complexes bénéficient pleinement de ces retombées technologiques, et souvent motivent les recherches pour favoriser l'émergence de nouveaux matériaux. Diverses opportunités nous ont permis de travailler sur des aspects systèmes dans des secteurs aux contraintes souvent disjointes tels que les systèmes radar embarqués de l'aéronautique, les systèmes d'émission-réception de lanceurs stratégiques ou de télécommunication, et enfin les systèmes faible coût de transmission de données du secteur automobile. Nous évoquerons quelques unes de ces études lors du dernier chapitre de ce mémoire.

Références bibliographiques du chapitre 2 : conception de circuits faible bruit en bande X et en bande K

[1] J. Graffeuil, J.G. Tartarin, G. Caille, T. Parra, B. Pinte, 'Circuit and method for transmitting or receiving microwaves', rapport LAAS N°98598, Brevet (Europe du nord, France, Asie, office codes AU, CN, KR, SG, US) CIT Alcatel (FR) N° EP0957590, FR2778803, WO9960717, 17 Novembre 1999, 29p.

[2] J.G. Tartarin, T. Parra, J. Graffeuil, L. Escotte, 'Réalisation d'un amplificateur très faible bruit en bande X(VLNA)', Contrat Alcatel N°A08082, Avril 1998, 29p.

[3] J.G. Tartarin, T. Parra, J. Graffeuil, L. Escotte, 'Réalisation d'un amplificateur très faible bruit en bande Ku (VLNA) pour un programme multimédia', Contrat Alcatel N° SKBA-AES-TN-0227, Juillet 1998, 31p.

[4] J.G. Tartarin, T. Parra, J. Graffeuil, L. Escotte, 'S-program SKBA-AES-TN-0227 appendix to issue 2' Contrat Alcatel, rapport LAAS 98366, Septembre 1998, 18p.

[5] J.G. Tartarin, T. Parra, J. Graffeuil, 'Validation des composants actifs utilisés pour la conception de l'amplificateur très faible bruit (VLNA) : transistors FHX13X de Fujitsu en conditionnement puce nue', VLNA, programme 'S' – issues 1 et 2, Rapport de contrat N°98457, Novembre 1998, 30p.

[6] D. Dubuc, M.Sie, L. Bary, A. Coustou, J.G. Tartarin, T. Parra, O. Llopis, E. Tournier, R. Plana, 'Etude de faisabilité de circuits avancés pour les télécommunications en technologie silicium germanium (SiGe)', rapport LAAS N°00288, Contrat CNES N°7943/00, Juillet 2000, 47p.

[7] R. Gronmaier, '20GHz Low noise amplifier designed with BiCMOS technology', Report of the Internship for the study of Electrical Engineering at the University of Ulm, Germany, June 2002, 44p.

[8] R. Fujimoto, K. Kojima, and S. Otaka, "A 7-GHz 1.8-dB NF CMOS low-noise amplifier', IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 37, N°7, July 2002, pp. 852-856.

[9] C.S. Kim, M. Park, C-H. Kim, Y.C. Hyeon, H.K. Yu, K. Lee, K.S. Nam, 'A fully integrated 1.9 GHz CMOS low-noise amplifier', IEEE Microwave end Guided Wave Letters, Vol. 8, N°8, August 1998, pp.293-295.

[10] R. Corbière, B. Louis, J.G. Tartarin, 'Nouvelle structure active d'atténuateur variable en bande X, en technologie SiGe', 16èmes Journées Nationales Microondes 27-29 Mai 2009, JNM 2009, Grenoble, 4 p.

[11] S. Thuries, E. Tournier, A. Cathelin, S. Godet, J. Graffeuil, 'A 6-GHz low-power BiCMOS SiGe:C 0.25 um direct digital synthesizer', IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 18, N°1, pp.46-48, January 2008.

[12] W. Wong, 'Conception de circuits MMIC BiCMOS SiGe appliqués à la synthèse de fréquence fractionnaire', thèse de l'Université Paul Sabatier, Toulouse, décembre 2003.

[13] O. Llopis, ‘Approche théorique et expérimentale du bruit de phase des oscillateurs micro-ondes’, mémoire d’Habilitation à Diriger les Recherches, Université Paul Sabatier, Toulouse, juillet 2000.

[14] O.Llopis, J.M. Dienot, J. Verdier, R. Plana, M. Gayral, J. Graffeuil, ‘Analytic investigation of frequency sensitivity in microwave oscillators ; application to the computation of phase noise in a dielectric resonator oscillator’, Annales des Télécommunications, 51, N°3-4, 1996, pp.121-129.

[15] T. Lee, A Hajimiri, ‘Oscillator phase noise : a tutorial’, IEEE Journal Solid-State Circuits, SSC-35 (2000), pp. 326-336.

[16] D.B. Leeson, ‘A simple model of feedback oscillator noises spectrum’, Proc. IEEE, Vol. 54, February 1966, pp. 329-330.

[17] O. Llopis, G. Cibiel, ‘Phase noise metrology and modelling of microwave transistors. Applications to the design of state of the art dielectric resonator oscillators’, Invited Paper. Conference on Noise in Devices and Circuits, Santa Fe (USA), 2-4 June 2003 Proceedings of SPIE, Volume 5113, Noise in Devices and Circuits, 2003, ISBN 0-8194-4973-3, pp.179-191.

[18] K.W. Wong, G. Cibiel, J.G. Tartarin, E. Tournier, R. Plana, O. Llopis, ‘X band BiCMOS SiGe 0.35um voltage controlled oscillator in parallel and reflection topology and external phase noise improvement solution’2003 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC'2003), Philadelphia (USA), 8-10 Juin 2003, pp.281-284.

[19] O. Llopis, J.B. Juraver, M. Regis, M. Chaubet, J. Graffeuil, ‘Evaluation of two non-standard techniques for the phase noise characterization at microwave frequencies’, IEEE International Frequency Control Symposium and Exhibition, 2000, pp. 511-515.

[20] J. Verdier, O. Llopis, R. Plana, J. Graffeuil, ‘Analysis of noise up-conversion in microwave FET oscillators’, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. 44, N°8, August 1996, pp. 1478-1483.

[21] M.N. Tutt, D. Pavlidis, B. Khatibzadeh, B. Bayraktaroglu, ‘The role of baseband noise an dits upconversion in HBT oscillator phase noise’, IEEE Trans. On MTT, Vol. 43, N°7, July 1995, pp. 1461-1471.

[22] M. Regis, O. Llopis, J. Graffeuil, ‘Méthodologie de conception d’oscillateurs à résonateur diélectrique à haute pureté spectrale’, Journées Nationales Micro-ondes, Saint-Malo, Mai 1997, pp. 262-263.

[23] M. Regis, O. Llopis, B. Van Haaren, R. Plana, A. Gruhle, J. Rayssac, J. Graffeuil, ‘Ultra low phase noise C and X band bipolar transistors dielectric resonator oscillators’, Proceedings of the 1998 IEEE Frequency Control Symposium, pp. 507-511.

[24] C. Samori et al., ‘A fully-integrated low power low-noise 2,6 GHz bipolar VCO for wireless applications’, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 11, N°5, May 2001, pp. 199-201.

[25] A.M. Pavio, M.A. Smith, ‘A 20-40 GHz push-push dielectric resonator oscillator’, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 33, N°12, December 1985, pp. 1346-1349.

[26] J.G. Tartarin, K.W. Wong, 'X-band and K-band low phase-noise VCOs using SiGe BiCMOS technology', Institute Of Physics journal, Semiconductor Science and Technology, Vol. 22, N° 1, pp. 195-199, january 2007.
Accès en ligne sur site www.iop.org/EJ/abstract/0268-1242/22/1/S46

[27] H. Li, H.M. Rein, 'Millimeter-wave VCOs with wide tuning range and low phase noise, fully integrated in a SiGe bipolar production technology', IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 38, N°2, February 2003, pp. 1650-1658.

[28] J.B. Juraver, 'Modélisation en bruit en régime non-linéaire de transistors micro-ondes. Application à l'optimisation d'oscillateurs à faible bruit de phase', thèse de l'Université Paul Sabatier, décembre 2000.

[29] H. Do-Ky, M. Stubbs, T. Laneve, C. Glaser, D. Drolet, 'Ka-band MMIC voltage-controlled ocsillators', Asia Pacific Microwave Conference APCM -1997, pp. 545-548.

[30] H. Zirath, R. Kozhuharov, M. Ferndahl, ,Balanced colpitt oscillator MMICs designed for ultra-low phase noise', IEEE journal of solid-state circuits, October 2005, Vol. 40, N° 10, pp. 2077- 2086.

[31] M. Bao, Y. Li, H. Jacobsson, 'A 25-GHz ultra-low phase noise InGaP/GaAs HBT VCO', IEEE microwave and wireless components letters 2005, Vol. 15, N° 11, pp. 751-753.

[32] H. Veenstra, E. van der Jeiden, 'A 35.2–37.6 GHz LC VCO in a 70/100 GHz SiGe technology', IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Dig., Feb. 2005, pp. 394–395.

[33] Y-J.E. Chen, W-M.L. Kuo, Z. Jin, J. Lee, Y.V. Tretiakov, J.D. Cressler, J. Laskar, G. Freeman, "A low-power ka-band Voltage-controlled oscillator implemented in 200-GHz SiGe HBT technology," IEEE Trans Microwave Theory Techniques, Vol. 53, N°. 5, May 2005, pp. 1672-1681.

[34] M. Bao, Y. Li, H. Jacobsson, 'A 21.5/43GHz dual frequency balanced Colpitts VCO in SiGe technology', 25th European Solid State Circuits Conference, Duisburg, Germany. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 39, pp.1352-1357.

[35] M. Sié et Al. "High-speed, spurious-free sequential phase frequency detector and dual-modulus prescalers for RF frequency synthesis" IEEE MTTS- Digest, June 2003, pp. 165-168.

[36] M. Sié, 'Synthétiseurs de fréquence monolithiques micro-ondes à 10 et 20 GHz en technologies BiCMOS SiGe 0,25 et 0,35 µm », Thèse de l'Université Paul Sabatier, Toulouse, Juillet 2004.

[37] R. Corbière, 'Etude et optimisation du cahier des charges d'un convertisseur de fréquence intégré en technologie BiCMOS fonctionnant en bande X', rapport de Master2 Recherche de l'Université Paul Sabatier', Juillet 2006, 41 p.

[38] C. Viallon, 'Optimisation de structures différentielles en technologie SiGe pour applications en bande Millimétrique. Application à la conception d'un Mélangeur doublement équilibré en bande K', Thèse de l'Université Paul Sabatier, Toulouse, décembre 2003.

[39] D.C. Streit, A. Gutierrez-Aitken, M. Wojtowicz, R. Lai, 'The future of compound semiconductors for aerospace and defense applications', Compound semiconductor Integrated Circuit Symposium CSIC'05, October 2005, 4p.

[40] R. Behtash, H.Tobler, F.J. Berlec, V. Ziegler, H. Leier, R.S. Balmer, T. Martin, M. Neuburger, H. Schumacher, ‘MMIC power amplifier based on AlGaN/GaN HEMTs at 10 GHz’, IEE Electronics Letters, Vol. 40, N° 9, 29th April 2004, pp. 564 – 566.

[41] X. Lan, M. Wojtowicz, M. Truong, F. Fong, M. Kintis, B. Heying, I. Smorchkova, Y. Chen, ‘A V-Band Monolithic AlGaN/GaN VCO’, IEEE microwave and wireless components letters 2008, Vol. 18, N° 6, pp. 407-409.

CHAPITRE 3

LE BRUIT DANS LES SYSTÈMES DE TRANSMISSION

3 Le bruit dans les systèmes de transmission

La dynamique d'un signal est un paramètre majeur des systèmes de communication, lié au contexte de propagation (canal de transmission) et à l'architecture des émetteurs-récepteurs : l'étude du bilan de liaison définit le contexte opérationnel d'une communication hertzienne sur laquelle sont établis les cahiers des charges des modules d'émission et de réception. Ce cahier des charges est ensuite affiné et précisé selon des contraintes de performances, de coût, de robustesse, d'encombrement ou d'autonomie et selon l'application visée : par exemple les secteurs de la téléphonie mobile et des systèmes embarqués automobile privilégient l'intégration des circuits à faible puissance DC consommée en technologie silicium pour réduire les coûts et augmenter l'autonomie. Dans un même secteur d'activité, la finalité de l'application peut varier fondamentalement : les applications aéronautiques civiles ne partagent pas nécessairement les mêmes contraintes que celles de l'aéronautique militaire (radar militaire à forte intégration de modules très performants, à basse température).

Enfin, le segment spatial est reconnu comme étant le plus exigeant tant au niveau des performances qu'au niveau de la fiabilité auxquels doivent répondre les satellites artificiels : les études sont, à ce titre, très minutieuses et les technologies éprouvées, dans la mesure où il est impossible de réparer le satellite après sa mise en orbite. Depuis plus d'une décennie, la forte compétition entre les leaders mondiaux impose de rajouter la réduction des coûts au panel déjà complet des spécifications en usage dans ce secteur.

En définitive, chaque secteur d'activité possède des problématiques de conception qui lui sont propres. L'évolution des technologies participe pleinement à cette dynamique perpétuelle en proposant des dispositifs actifs ou passifs toujours plus performants ou intégrés. La diversité des technologies provoque des réflexions au niveau système qui aboutissent à de nouvelles architectures en rupture avec les méthodes de conception précédentes. Les ruptures sont d'autant plus profondes que les technologies proposent des dispositifs avec des fonctionnalités différentes (ex. passifs MEMS ou BAW, actifs GaN, applications totalement numériques HF, …).

Dans ce dernier chapitre du mémoire, nous décrivons quelques uns de nos travaux qui portent sur des aspects systèmes. La dynamique d'un signal en transmission est gérée de l'émetteur vers le récepteur au travers du bilan de liaison. Elle se répercute sur chaque module

d'émission ou de réception pour s'assurer que le signal pourra être démodulé correctement (saturation, plancher de bruit HF ou bruit de phase). Dans une première partie, nous évoquerons quelques cas de modules d'émission-réception (ou 'Transceiver' pour 'Transmitter & Receiver' en terminologie Anglo-saxonne). La seconde partie sera consacrée à l'étude d'un système de transmission sans fil dans un véhicule automobile.

3.1 L'émission-réception intégrée pour systèmes de communications : étude de 'transceivers'

Durant nos dix dernières années d'activité, nous avons ponctuellement participé à la définition des performances et des choix de topologies d'émetteurs-récepteurs : dans la plupart des cas, et notamment avec les exemples développés par la suite, les fréquences des canaux utilisés en voie montante diffèrent de celles utilisées en voie descendante pour éviter toute collision spectrale. Les allocations des spectres de fréquences sont d'ailleurs surveillées de manière très stricte par des organismes mondiaux : l'International Telecommunication Union (ITU) gère les aspects règlementaires et techniques d'attribution des canaux (allocation de bandes, limitation des interférences, …)[1].

D'autres systèmes utilisent volontairement le même canal en émission et réception, comme dans le cas des leurres radars mis en œuvre pour la guerre électronique : nous avons ainsi mené une étude prospective de miniaturisation d'équipements hyperfréquences en collaboration avec EADS Launch Vehicles sur cette problématique, et nous avons proposé différentes versions d'architectures qui répondent aux spécifications fonctionnelles techniques de performance, de volume et de fiabilité [2]. Lors de cette étude, différentes technologies ont été panachées (GaN, SiGe et MEMS) en tirant profit des avantages qui leurs sont spécifiques. Des clauses de confidentialité ne nous autorisent pas à divulguer ces travaux : ils nous ont toutefois permis d'aborder de manière globale tous les aspects techniques sous-jacents à une conception embarquée dans un lanceur.

Par ailleurs, des travaux en collaboration avec Thales Systèmes Aéroportés sont actuellement en cours : ils concernent l'impact de l'intégration des circuits agiles en technologie SiGe sur la définition des nouvelles architectures de radar en avionique militaire (thèse de R. Corbière). Les circuits d'atténuation déjà conçus permettent un gain sensible en intégration, ce qui autorise une redistribution des fonctions du système global (notamment sur la synthèse de fréquence large bande).

Au travers des deux paragraphes suivants, nous abordons le problème de l'impact de l'émetteur sur les performances du récepteur ; deux phénomènes peuvent apparaître. Le premier, connu sous le terme désensibilisation, est relatif au niveau de puissance issu de l'amplificateur d'émission (PA) comme l'illustre la Figure 1. Les signaux en bande de transmission T_X peuvent perturber la bande de réception R_X. Des travaux portant sur la linéarisation des émetteurs permettent de limiter l'ampleur de ce phénomène [3]. L'illustration de la Figure 1 montre que l'étage de réception risque d'être aveuglé par les signaux P_{TX_i} et P_{TX_r} dont les amplitudes peuvent être plus élevées que celle du signal utile P_{RX}. Ce cas de figure est transposable aussi bien au contexte des communications spatiales qu'à celui de la téléphonie cellulaire.

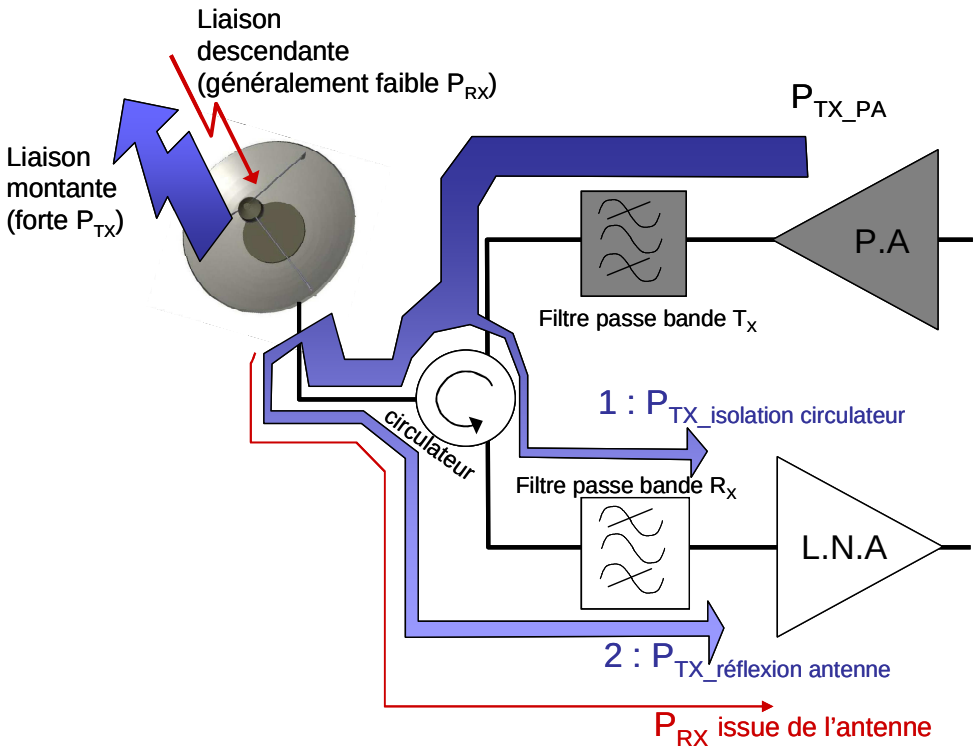


Figure 1 : illustration du problème de désensibilisation d'un récepteur par l'émetteur par défaut d'isolation (cas 1) ou par réflexion sur l'antenne (cas 2).

Le second phénomène concerne l'impact du bruit large bande de l'émetteur qui se retrouve appliqué en entrée du récepteur, et rehausse son plancher de bruit en bande de réception. Dans les deux cas, la conséquence est une diminution du rapport signal de porteuse sur bruit dans la bande de réception. Dans la première partie, nous développons une parade liée aux fortes puissances de l'émetteur qui viennent désensibiliser le récepteur. La seconde partie évoque quelques simulations globales de facteur de bruit lorsque le bruit hors bande T_X de l'émetteur vient corrompre le bilan de liaison en entrée du récepteur.

3.1.1 Étude d'un émetteur-récepteur de communication satellite, segment sol

Cette étude globalise les travaux présentés au chapitre 2 sur l'amplificateur faible bruit en bande X. Dans l'exemple de la Figure 2, l'amplificateur faible bruit est relié à la voie d'émission par un circulateur ou module de découpe. La voie supérieure de la Figure 2 est relative au module d'émission de moyenne puissance. Du couplage entre la voie d'émission et la voie de réception, via l'isolation imparfaite du circulateur ou l'adaptation non idéale de l'antenne, résultent des contraintes en puissance dans la bande de transmission du coté récepteur. En effet, un mauvais taux d'onde stationnaire de l'antenne répercute en partie la puissance émise par réflexion vers le récepteur. Il en est de même lorsqu'il existe une isolation insuffisante entre l'accès du circulateur de l'émission vers la réception. Cette difficulté a été levée grâce à la mise en œuvre d'un filtre original intégré à l'amplificateur VLNA, conformément aux explications données au chapitre 2 (paragraphe 2.1.1).

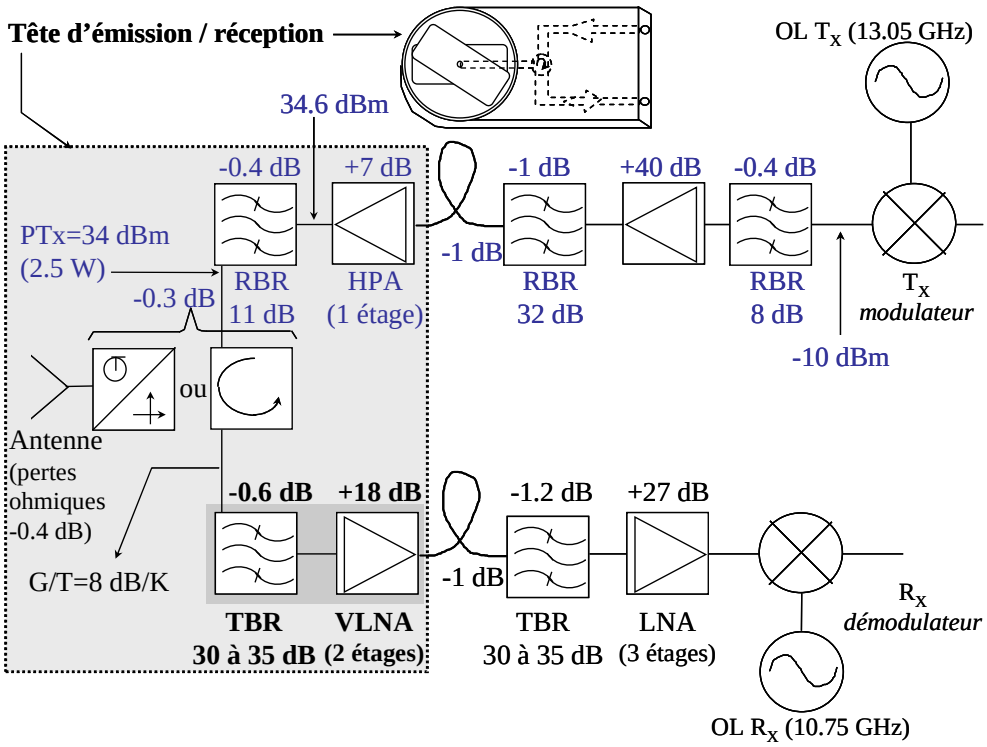


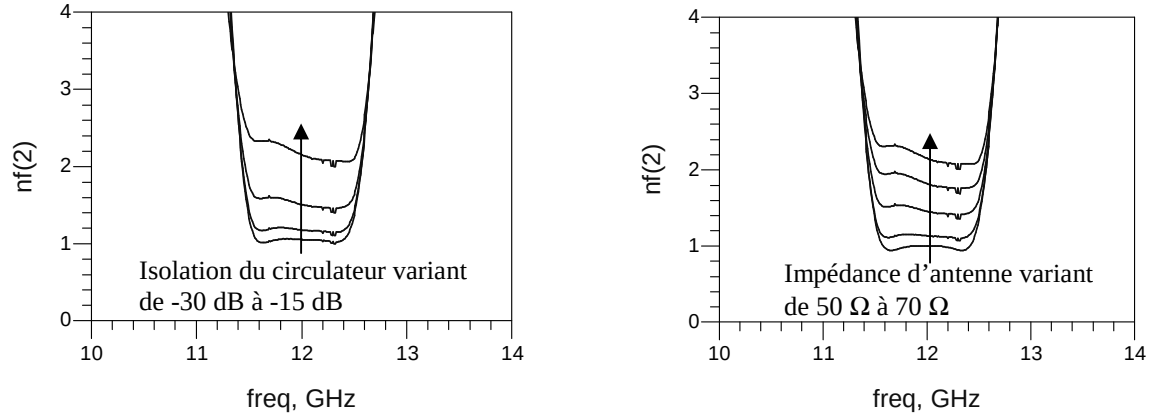
Figure 2 : schéma d'émetteur-récepteur pour système de communication Skybridge du segment sol [4].

Le bilan de liaison impose quant à lui un rapport G/T de 8 dB/K à l'interface entre l'antenne et le récepteur. La déclinaison en facteur de bruit du VLNA se répercute selon une valeur maximale de NF = 1 dB. L'architecture de la Figure 2 et les solutions originales proposées aux niveaux de l'antenne et de la technique de filtrage ont été brevetées, et le lecteur pourra facilement accéder aux clauses techniques inhérentes à ce document [4]. La problématique de désensibilisation du récepteur par l'émetteur nous a amené à aborder, par la

simulation, un autre type d'interaction entre l'émetteur et le récepteur : elle se traduit par une dégradation du facteur de bruit global de l'émetteur en régime petit signal.

3.1.2 Simulation de la dégradation du facteur de bruit d'un transceiver.

Lors de notre participation au consortium européen de recherche TARGET (Top Amplifier Research Groups in a European Team), nous avons mis en évidence par simulation une dégradation du facteur de bruit du récepteur sous des conditions linéaires de fonctionnement. Nous l'avons attribuée au bruit amplifié du module de puissance qui vient corrompre le facteur de bruit dans la bande de réception selon les mêmes trajets que ceux illustrés sur la Figure 1 (réflexion sur antenne non-idéalement adaptée ou isolation insuffisante du circulateur). Nous avons développé des simulations en régime linéaire pour traduire ces mécanismes de dégradation du facteur de bruit [5][6]. L'environnement de simulation est tout d'abord testé en dynamique et en bruit en rendant idéaux l'isolateur et l'adaptation de l'antenne : les paramètres étudiés concernent les bandes d'adaptation, les paramètres individuels ou de chaîne des filtres et des amplificateurs et les facteurs de bruit sur chacun des accès d'antenne, d'émission et de réception. Quelques résultats significatifs de simulations sont illustrés en Figure 3 : on y observe l'effet induit par une légère désadaptation d'antenne ou par un défaut d'isolation entre la voie T_X et la voie R_X (sens indirect, ou anti-horaire). L'amplificateur en réception possède un facteur de bruit de 1 dB et un gain de 20 dB dans la bande 11.5-12.5 GHz, et l'amplificateur de puissance un facteur de bruit flatteur de 4 dB pour un gain de 20 dB dans la bande 9.5-10.5 GHz.



a) variation de l'isolation circulateur b) variation impédance d'antenne

Figure 3 :simulation (ADS de Agilent) des variations en fonction de la fréquence du facteur de bruit ramené en entrée du LNA d'un système d'émission-réception tel que celui représenté en Figure 1. a) isolation varie de -30 dB à -15 dB (pas de 5 dB) et b) impédance varie de 50Ω à 70 Ω (pas de 5 Ω).

Nous remarquons une dégradation sensible du facteur de bruit du récepteur, qui augmente jusqu'à plus de 2 dB lorsque l'antenne est progressivement désadaptée ou lorsque l'isolation se détériore. Le même comportement a été simulé en faisant varier le facteur de bruit de l'émetteur PA. Le profil non symétrique de part et d'autre de la fréquence 12 GHz est attribué à la pente des filtres analogiques passe-bande T_X et R_X, et à l'ondulation en bande passante (filtres de type Chebyshev). Des simulations similaires ont par ailleurs été confrontées favorablement à des mesures par Freescale et Agilent [7] : le bruit de l'émetteur qui tombe dans la bande de réception est donc un facteur sensible. Si l'on considère les paramètres de désadaptation d'antenne et l'isolation du circulateur comme des données fixes, le bruit d'un amplificateur de puissance devient un paramètre d'optimisation important des modules 'tranceivers'.

Des études ont été menées par L. Escotte sur le bruit électrique des amplificateurs fonctionnant en régime non-linéaire : les outils de caractérisation et de calcul analytique permettent de traiter les cas de la désensibilisation du récepteur par les non-linéarités de l'émetteur [8]. Ce cas pratique s'avère très proche du contexte des signaux de télécommunication où les multiples canaux codés peuvent conduire à un état de fonctionnement du PA plus fortement non-linéaire que prévu en mode mono-porteuse (le facteur de bruit du PA augmente sensiblement, entraînant ainsi une dégradation du plancher de bruit en entrée du LNA). Les études engagées dans ce domaine [9] démontrent l'intérêt de la mesure et de la modélisation en bruit non-linéaire aux hautes-fréquences pour la conception des futures générations de systèmes de communication.

Les travaux précédents se limitent au cadre des modules électroniques d'un émetteur-récepteur intégré. Par la suite, nous évoquons l'examen d'un système global de communication de la source vers le récepteur, en considérant le canal de transmission et les interférences externes au système.

3.2 Communication dans les systèmes embarqués automobiles : optimisation de la transmission de protocole dans un système complexe

Le bilan de liaison au sens large est un paramètre qui dépend d'une part du bilan du signal (puissance émise, atténuations diverses) et du bilan de bruit (interne aux modules électriques et sources de radiations externes). Si l'on se place dans le contexte d'un capteur de pression communicant, il est complexe à plusieurs égards. Tout d'abord le choix d'une bande

de fréquence libre permet de prétendre à des applications grand public tout en bénéficiant de technologies faible coût éprouvées : c'est pourquoi une fréquence basse de 434 MHz a été retenue pour notre étude. Cependant la grande longueur d'onde, en comparaison avec les dimensions mises en jeu dans le véhicule, peut poser des problèmes pour la propagation des signaux. Différents phénomènes peuvent en perturber la transmission parmi lesquels nous retiendrons l'atténuation au travers des différentes parois, les diffractions et les trajets multiples qui créent des effets d'échos, le brouillage par d'autres véhicules utilisant la même porteuse… Cette étude concerne les travaux de thèse de M. Cheikh dont nous assurons la codirection avec J. David (INP-ENSEEIHT), dans le cadre d'une collaboration avec Continental S.A et avec le soutien de la région Midi-Pyrénées. Nous avons développé une méthodologie permettant de distinguer les effets individuels de la source (modélisation précise) de ceux liés au canal de transmission (analyse des effets liés au véhicule et au sol) et au récepteur (positionnement optimal et solutions d'amélioration de la réception). Enfin, nous avons également optimisé le code transmis grâce au développement d'un outil de simulation rapide et fiable. Les méthodes d'optimisation sont basées partiellement ou en totalité sur l'exploitation de mesures. En parallèle, nous avons évalué la possibilité de traiter le problème par des simulations électromagnétiques afin de diminuer sensiblement les temps d'étude, et de comprendre les phénomènes de perturbation mis en jeu dans le cadre de la transmission de la porteuse RF.

3.2.1 Le contexte d'un TPMS (Tire Pressure Monitoring System)

La mise en œuvre progressive des modules de contrôle de pression des pneumatiques (Figure 4) répond à des besoins de sécurité routière (9 % de la cause des accidents graves), de réduction d'usure des pneumatiques (durée de vie accrue de 10 à 20 %) et de réduction de consommation de carburant (de 1.5 à 3 %) et d'émission de CO_2 (plus de 35 g/km pour un contrôle annuel contre moins de 5 g/km pour un contrôle mensuel). Actuellement, les méthodes d'implémentation de ces systèmes sont relativement onéreuses et longues à mettre en œuvre : la technique industrielle appliquée jusqu'alors consiste à cartographier le véhicule afin de déterminer les emplacements les plus judicieux du récepteur. Le module d'émission est pour sa part régulièrement amélioré, mais les points qui posent problème ne sont pas résolus pour autant : cette méthode empirique est réalisée en statique (véhicule à l'arrêt) et en fonction de la vitesse du véhicule. L'objectif de cette étude est de proposer des stratégies d'amélioration du taux de réception du système présenté en Figure 4 [10]. Le problème majeur de ce type de liaison concerne les larges variations de puissance entre le signal émis et

le signal reçu : une illustration en est donnée sur la Figure 5. Le profil de variation angulaire est parfaitement reproductible à chaque tour de roue : l'amplitude des variations peut dépasser les 50 dB, et nous remarquons l'apparition d'une zone d'ombre pour la roue arrière gauche dans le cas de notre illustration lorsque le signal passe en dessous du plancher de détectivité du récepteur.

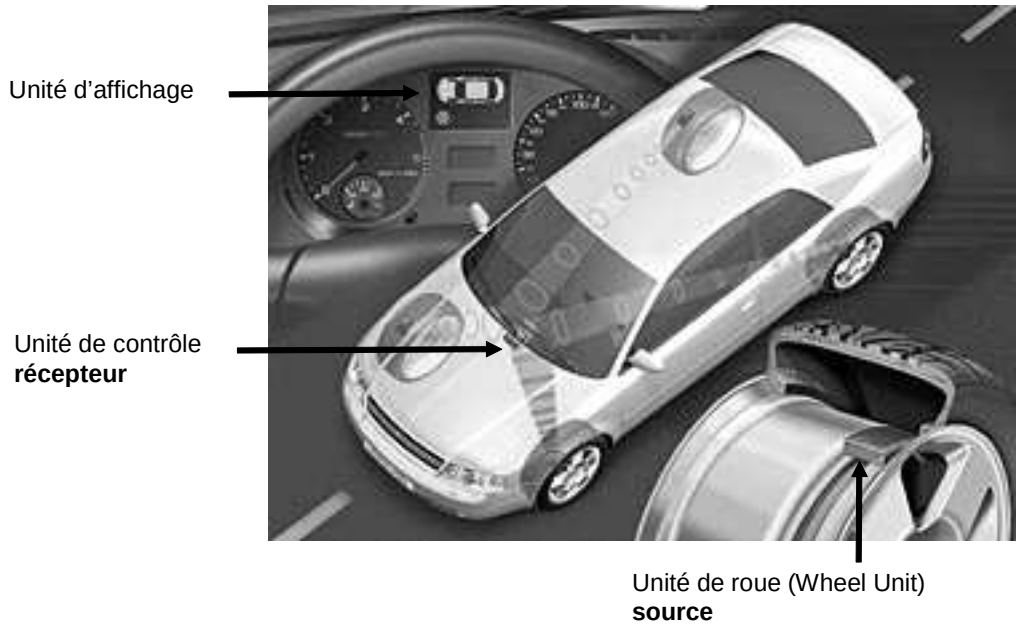


Figure 4 : illustration d'un système de capteur de pression communiquant entre d'une part les quatre pneumatiques et d'autre part un calculateur central au niveau du tableau de bord

Notre objectif consiste à comprendre comment ces zones d'ombres apparaissent dans le but de réduire leur occurrence ou leur impact sur le bilan de liaison. Ces zones d'ombres peuvent être au nombre de trois à quatre selon l'environnement considéré en fonction du type de jante ou de pneumatique, du type de véhicule ou du nombre de passagers. Toutes les analyses ci-dessous correspondent implicitement à une étude du rapport signal à bruit ('carrier over noise' C/N), et nous présenterons différentes solutions permettant de limiter l'impact direct ou indirect des évanouissements de signaux : les techniques directes concernent l'étude de la source et du récepteur (emplacement, configuration), alors que les techniques indirectes concernent les stratégies de diversité spatiale ou de polarisation d'antennes (utilisation de plusieurs antennes), ou de diversité temporelle (envoi de plusieurs trames).

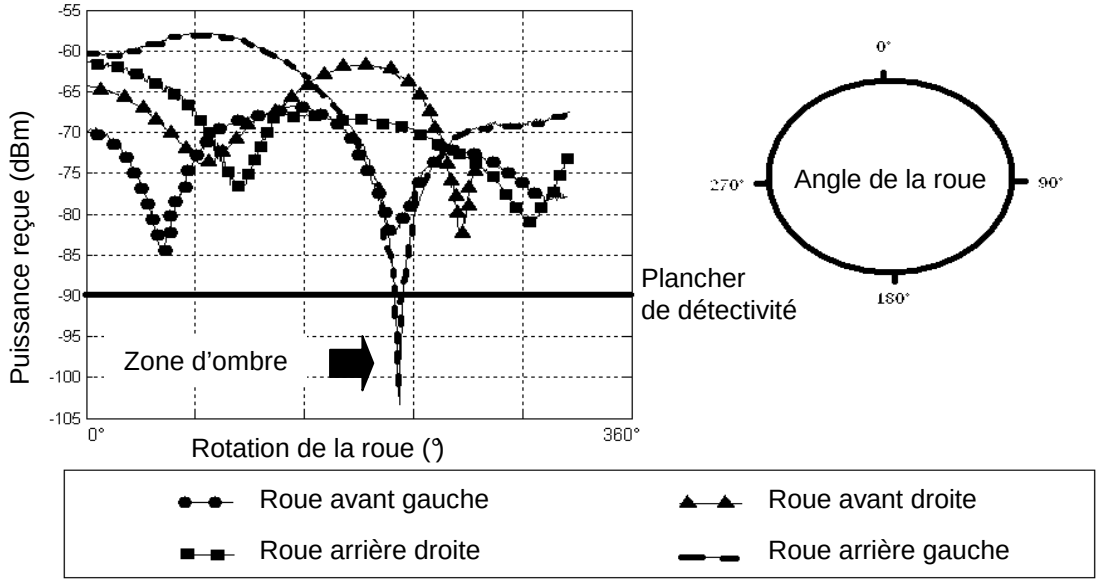


Figure 5 : variations de puissances du TPMS : mesures de puissances reçues en fonction de l'angle de rotation de chacune des quatre roue en mesure statique (un comportement identique est relevé en dynamique).

Différents outils de caractérisation et de modélisation spécifiques ont été développés pour les besoins de cette étude. Dans un premier temps, il est primordial de modéliser la source rayonnante de manière précise pour connaître ses effets vis-à-vis du bilan de liaison.

3.2.2 L'émetteur : modélisation de la source

La source de l'unité de roue présente un rayonnement relativement isotrope et l'émetteur a été considéré jusque là comme une source ponctuelle. Cette hypothèse semble d'autant moins légitime que différents éléments métalliques sont situés à des distances correspondant à des fractions de la longueur d'onde à laquelle le signal est transmis. Nous avons procédé à des caractérisations en chambre anéchoïde selon trois axes, afin d'apprécier le diagramme de rayonnement en champ lointain. Ce rayonnement doit être isotrope de manière à couvrir toutes les directions : en effet, le caractère dynamique de la roue n'autorise pas une conception directionnelle qui ne serait pas en vision permanente avec le récepteur. Cette technique de mesure en champ lointain permet de poser un diagnostic efficace au premier ordre, mais ne correspond pas au contexte réel de la roue. Par la suite, nous avons donc procédé à une caractérisation fine de la source dans un plan bi-dimensionnel parallèle à la roue en distance courte (10 cm). Ces deux campagnes de mesures en champ proche et en champ lointain ont été appliquées par étapes successives en commençant par l'unité de roue seule, puis associée à la jante, et enfin en rajoutant le pneumatique [11]. Une dernière étape

consiste à tester l'effet de sol sur le rayonnement de la source, en utilisant une plaque métallique.

Une illustration de relevé en champ lointain est donnée en Figure 6. Une table mobile permet un relevé de mesures en coordonnées sphériques avec une résolution de 0.3° sur les 360° de rotation, et de 10° pour les 180° de variations d'azimut. Le pilotage est assuré par une unité PC qui collecte les données sous MatLab afin de tracer le diagramme de rayonnement 3D ci-dessous :

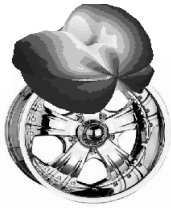
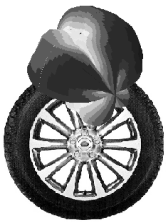
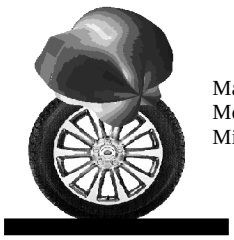
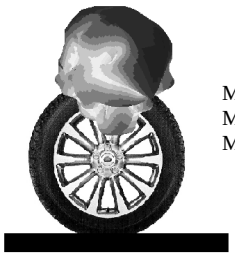
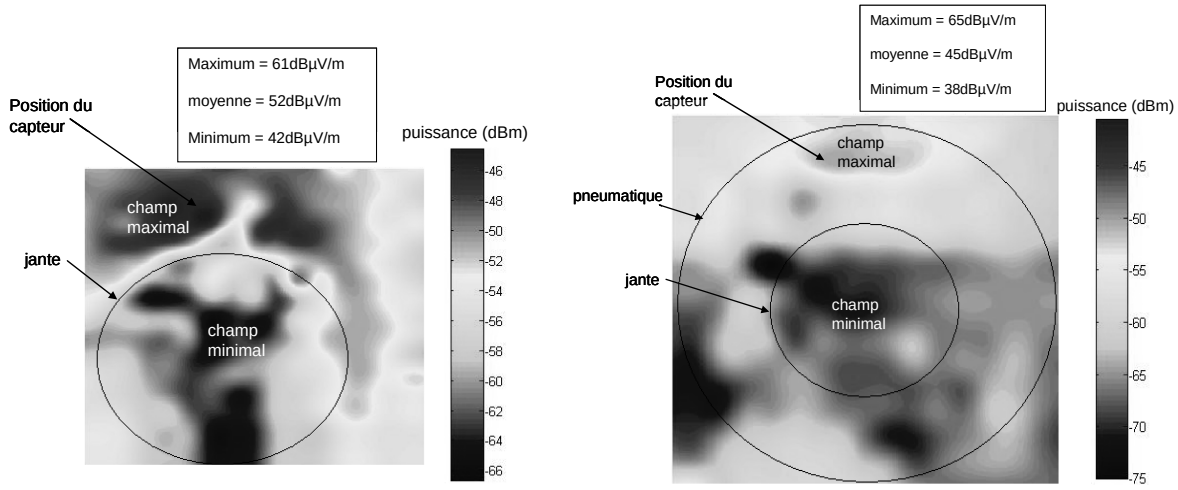
	polarisation horizontale	**polarisation verticale**
a- influence de la jante	 Maximum = 62 dBµV/m Moyenne = 57dBµV/m Minimum = 35dBµV/m	Maximum= 65 dBµV/m Moyenne = 57 dBµV/m Minimum = 18 dBµV/m
b- influence de la jante et du pneumatique	 Maximum = 66 dBµV/m Moyenne = 57 dBµV/m Minimum = 28 dBµV/m	Maximum= 68 dBµV/m Moyenne = 59 dBµV/m Minimum = 18 dBµV/m
c- effet du sol	 Maximum = 64dBµV/m Moyenne = 54dBµV/m Minimum = 28dBµV/m	 Maximum = 67dBµV/m Moyenne= 58dBµV/m Minimum = 18dBµV/m

Figure 6 : mesure en champ lointain du diagramme de rayonnement en 3D de l'unité de roue seule, avec jante, pneumatique et effet de sol selon deux polarisations (verticale et horizontale) : les valeurs maximales, moyennes et minimales du champ mesuré sont reportées pour chaque configuration.

Le profil varie selon la complexité de la source et selon la polarisation. Un couplage se produit entre la valve de pression (antenne) et la jante, ce qui favorise un rayonnement vers l'extérieur de la roue et limite le rayonnement vers la structure métallique. La polarisation verticale offre des maxima et des moyennes plus élevées que la polarisation horizontale, mais avec des minima plus bas. La dynamique du signal, et notamment l'apparition de zones d'ombres dans le diagramme de transmission RF, prouvent que le point critique concerne les

minima : en effet, le facteur de bruit du récepteur possède une sensibilité maximale de l'ordre de -90 dBm, et tout signal possédant une valeur inférieure à ce plancher provoque une rupture de la liaison. Il est donc primordial de limiter le nombre et l'amplitude des zones des minima au niveau de la source. Les variations en champ lointain ne sont pas toujours significatives selon la prise en compte ou non des différents éléments constitutifs de la roue. L'analyse des données 3D est ensuite réalisée à l'aide de fonctions CDF ('cumulative distribution function') qui permettent de mieux quantifier les performances selon différentes configurations. Ces fonctions CDF représentent le taux de probabilité de réception exprimé en pourcentage. Les influences de la dimension de la jante (16″, 17″ ou 19″) et de la nature du pneumatique (selon constructeur) peuvent être facilement discriminées par l'analyse de cette fonction, avec des écarts de plus de 6 dB attribués à chacun de ces paramètres de configuration du véhicule.

Pour le besoin des mesures en champ proche, nous avons développé un dispositif expérimental spécifique afin de réaliser un scanner bi-dimensionnel dans un plan parallèle devant la roue. Les mesures de la Figure 7 prouvent que la puissance radiée fluctue de plus de 20 dB selon la zone explorée autour de la roue. Le signal RF est absent de la zone intérieure de la jante métallique (mur métallique), tandis que les zones de rayonnement sont étalées.



a) unité de roue (capteur) + jante b) unité de roue + jante + pneumatique

Figure 7 : caractérisation 2D en champ proche (10cm devant la roue) faisant état de la distribution de la source.

Lorsqu'on rajoute un plan métallique en guise de sol (cas extrême utilisé pour l'étude), de multiples sources rayonnantes apparaissent à l'intérieur de la cavité pneumatique-jante : ces sources sont distribuées de manière quasi-périodique en fonction de la demi-longueur d'onde $\lambda/2$ aussi bien à 434 MHz (Figure 8) qu'à 2.45 GHz (confirmé par simulations EM).

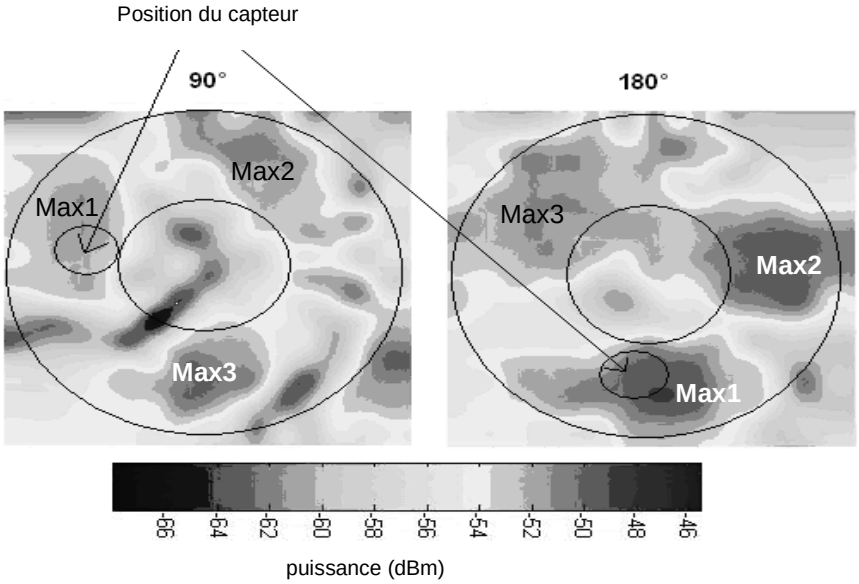


Figure 8 : caractérisation 2D de la source en champ proche (avec effet de sol pour différentes positions angulaires du capteur).

En conséquence de ces mesures et des simulations réalisées sur le module capteur et roue, la source d'émission ne peut pas être considérée comme localisée mais plutôt distribuée. De plus, des minima ponctuels apparaissent pour certains axes radioélectriques, ce qui peut affecter de manière sensible le bilan de liaison. Toutefois, ces zones d'ombres, ou évanouissements également dénommés 'black spots' (Figure 5), ne sont pas en totalité imputables à la source : le canal de transmission peut également en être la cause par le biais d'atténuations ponctuelles liées à l'éloignement de l'émetteur et du récepteur (en fonction de la position angulaire de la roue), de diffractions et de recombinaisons destructrices des signaux RF au niveau du récepteur. Dans le paragraphe suivant, une étude spécifique au récepteur permet de dégager les facteurs déterminants en vue de leur optimisation.

3.2.3 Le récepteur : mise en œuvre de stratégies de diversité pour améliorer la réception

Les techniques traditionnelles de mise en œuvre de TPMS sont intégralement expérimentales (mesure de taux de réception de trames pour différentes versions d'émetteurs, de récepteurs, de véhicules en fonction de la vitesse). Cette technique empirique est très coûteuse en temps et peu précise pour appréhender les paramètres à fort impact d'amélioration. Nous avons développé une technique logicielle basée sur une mesure de signature (Figure 5) et sur des équations analytiques pour simuler le bilan de liaison selon différentes configurations : la taille de la trame émise, la structure de la salve constituée de plusieurs trames, la sélectivité du récepteur, le débit de données et la dimension de la roue

sont autant de paramètres qui peuvent être pris en considération lors de l'étude. Les variations relatives d'un paramètre pour différentes vitesses permettent de distinguer les situations les plus favorables pour améliorer le taux de réception.

a) les variations de puissance autour du récepteur

Dans un premier temps, des mesures de champ électrique au niveau du tableau de bord ont permis de mettre en évidence des phénomènes de zones d'ombres uniquement liées à la position du récepteur. Les mesures de champ électrique sont réalisées par un dispositif de détecteur de champ connecté à l'analyseur de spectre par fibre optique de manière à ce que l'instrumentation n'interfère pas avec le champ mesuré. La lecture de la Figure 9 démontre que la position angulaire de la roue n'est pas seule responsable de l'affaiblissement des signaux. La position du récepteur aux alentours du tableau de bord est également déterminante : le canal de communication connaît de multiples perturbations et la situation relative de l'émetteur, du récepteur et des obstacles environnants sont autant de paramètres qui déterminent les niveaux de puissance de porteuse les plus favorables. Les trajets multiples liés à la diffraction ou à la réfraction sur les parois métalliques du véhicule se recombinent parfois de manière destructrice, ce qui provoque ou amplifie le phénomène de zone d'ombre. Un espacement de $\lambda \sim 60$ cm est ainsi relevé entre les deux pertes consécutives de signal # 1et # 2 au niveau du récepteur pour un angle de roue de 130°. La perte de signal # 3 pour un angle aux alentours de 300° est uniquement attribuée à la signature angulaire de la roue.

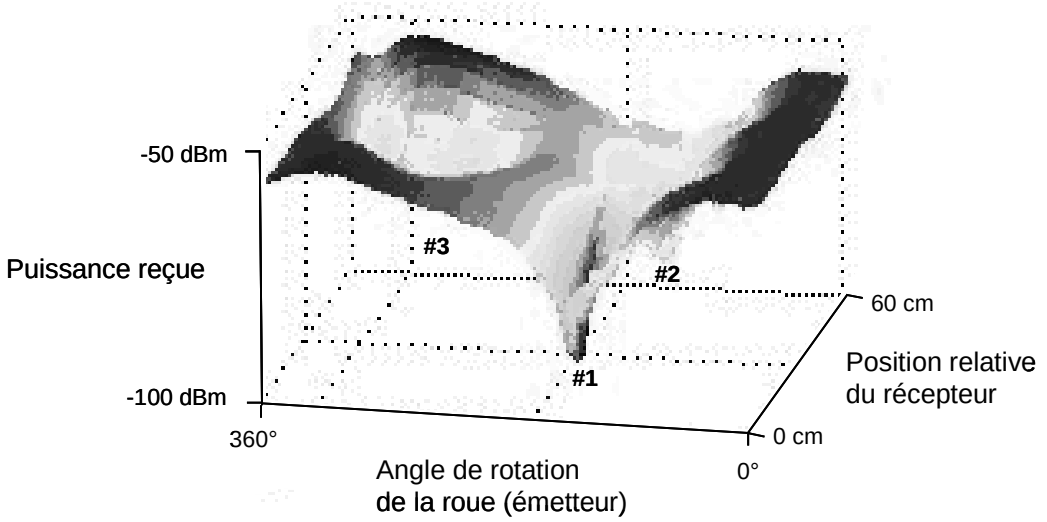


Figure 9 : mesure de puissance reçue en fonction de la position angulaire de l'émetteur et en fonction de la position du récepteur (sur une distance de λ)

L'allure de ces mesures a été confirmée par des simulations électromagnétiques (logiciel Empire) de manière qualitative sur un véhicule différent. La propagation des ondes RF dans un contexte de système embarqué automobile est pénalisée par la grande longueur d'onde (λ = 69 cm) utilisée pour les TPMS : la structure d'un véhicule est constituée de modules de petite taille et de grande taille (inférieures à $\lambda/10$ jusqu'à plus de 10λ), et l'analyse de la propagation relève d'une approche électromagnétique multi-échelle. Les ondes multiples incidentes sur le récepteur peuvent être en phase ou en opposition de phase, ce qui conduit à des recombinaisons constructives ou destructives. La détermination statique (vitesse nulle) de l'emplacement optimal du récepteur n'est pas suffisante : en condition de roulage, les pertes de signaux apparaissent à diverses vitesses. Nous avons mis à l'étude plusieurs stratégies pour éviter ou limiter l'effet des zones d'ombres avec la vitesse. La diversité spatiale met en oeuvre plusieurs antennes placées à différentes distances permettant d'atténuer l'impact des zones d'ombres. La diversité temporelle agit sur la structure temporelle et les redondances des trames envoyées. La diversité de polarisation, qui bénéficie de la faible corrélation entre les polarisations verticale et horizontale en réception, ne sera pas détaillée ici.

b) stratégie de diversité spatiale

La réception des ondes par deux antennes séparées d'une distance comprise entre 0 et λ permet de disposer de deux canaux de propagation indépendants (ou non corrélés). Les avantages de la diversité spatiale sont étudiés au travers du gain de diversité qui dépend du profil de la liaison (signature mesurée), du coefficient de corrélation des antennes, du niveau relatif des signaux de chaque antenne et des méthodes de combinaisons employées pour commuter ou combiner les mesures issues des deux antennes [12].

-La corrélation spatiale est décrite par la formule théorique suivante :

$$\rho_c \cong J_0^2\left(\frac{2.\pi.d}{\lambda}\right) \qquad \textbf{Eq. 1}$$

J_0 est une fonction de Bessel de première espèce définie à l'ordre 0, d représente la distance entre les deux antennes et λ est la longueur d'onde. La meilleure performance, obtenue en théorie pour des antennes isotropes et pour une source ponctuelle, apparaît à une distance

supérieure à λ/2 lorsque la corrélation est faible (contexte d'espace libre). Dans le cadre de notre étude, chaque unité de roue est équipée d'un émetteur. Le récepteur est positionné selon 4 emplacements différents (mesure tous les λ/4) à proximité du tableau de bord à l'intérieur du véhicule, et 4 positions à l'extérieur du véhicule selon une procédure standard. Dans chacun des cas, la variation angulaire de puissance est mesurée et le récepteur calcule les valeurs RSSI correspondantes ('received signal strength indicator'). Le coefficient de corrélation empirique entre les mesures de deux canaux est estimé selon l'équation suivante :

$$\rho_{ec} = \frac{\sum_{i=1}^{N}\left(R_{C1}(\theta)-\overline{R_{C1}}(\theta)\right)\left(R_{C2}(\theta)-\overline{R_{C2}}(\theta)\right)}{\sqrt{\sum_{i=1}^{N}\left(R_{C1}(\theta)-\overline{R_{C1}}(\theta)\right)^2}\cdot\sqrt{\sum_{i=1}^{N}\left(R_{C2}(\theta)-\overline{R_{C2}}(\theta)\right)^2}} \qquad \textbf{Eq. 2}$$

$R_{C1}(\theta)$ et $R_{C2}(\theta)$ représentent l'amplitude des signaux reçus pour chaque antenne relatives aux canaux C1 et C2, en fonction de la position angulaire de chaque roue. $\overline{R_{C1}}(\theta)$ et $\overline{R_{C2}}(\theta)$ sont les valeurs moyennes des enveloppes de signatures, et N est le nombre de points de mesure par signature (environ 2200 points par signature pour C1 et C2). Le Tableau 1 reporte les résultats de corrélation pour chaque position (4 roues en mesure intérieure et 1 roue en mesure extérieure).

	λ/4	λ/2	3λ/4	λ
Roue avant droite - intérieur	94 %	40 %	12 %	19 %
Roue arrière droite - intérieur	75 %	59 %	50 %	11 %
Roue arrière gauche - intérieur	80 %	59 %	39 %	19 %
Roue avant droite - intérieur	63 %	55 %	51 %	34 %
Corrélation moyenne à l'intérieur du véhicule	**78 %**	**53.2 %**	**38 %**	**20.7 %**
Roue avant droite –mesure extérieure	**98%**	**81 %**	**60.9 %**	**51.5 %**

Tableau 1 : diversité spatiale des modules de transmission TPMS. Coefficient de corrélation mesuré pour chaque roue en situation réelle (intra-véhicule) et en dehors du véhicule pour la roue avant droite.

La disparité des canaux de propagation et de leurs environnements justifie les écarts relevés entre chaque roue. La corrélation diminue toutefois de manière sensible avec la distance d, ce qui abonde dans le sens de l'utilité de la diversité spatiale. De plus, la corrélation plus élevée dans le cas idéal de la roue avant droite en mesure extérieure s'explique par le fait que les trajets issus de la source arrivent sur chaque antenne avec un angle quasi-identique. Au contraire, à l'intérieur du véhicule, la réfraction et la diffraction modifient de manière plus conséquente les angles incidents sur chaque antenne, ce qui les distingue l'une vis-à-vis de l'autre et diminue de fait la corrélation. Cette distribution plus perturbée en interne qu'en dehors du véhicule est visible sur la répartition des champs électromagnétiques du véhicule simplifié de la Figure 16. La diversité spatiale semble à ce titre propice pour améliorer la réception des signaux. La sélection de l'antenne peut ensuite être réalisée selon différentes techniques : combinaison des signaux, commutation sur l'antenne qui reçoit la puissance maximale… La puissance incidente sur chaque antenne est déterminante dans le choix de la sélection d'antenne comme l'indique déjà la formule de l'équation 2.

-Le second paramètre sensible pour évaluer efficacement le gain de diversité spatiale est donc la différence de puissance reçue sur chaque antenne : le graphique de la Figure 10 est tracé pour des valeurs de CDF à 1% (i.e. valable pour 99% des données collectées).

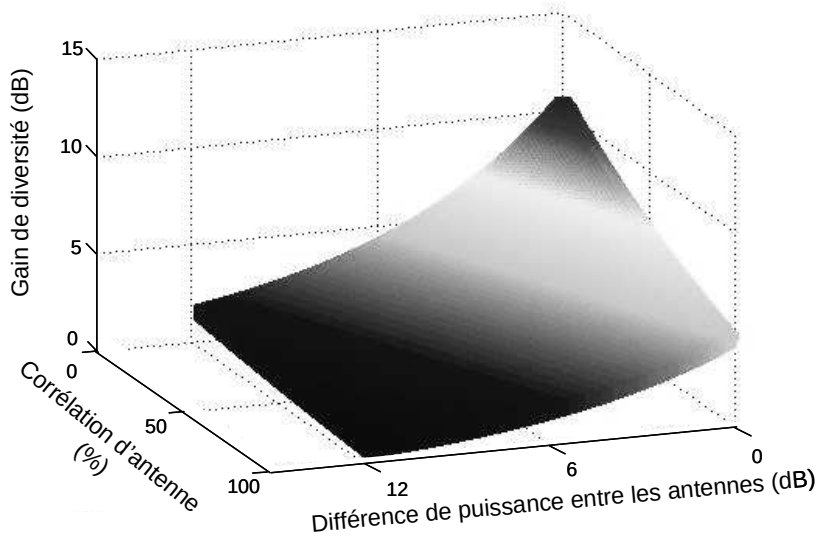


Figure 10 : diversité spatiale des TPMS. Variation du gain de diversité en fonction de la corrélation des antennes et de la différence de puissance des antennes.

Le gain de diversité s'améliore lorsque la corrélation et la différence de puissance reçue par les antennes sont faibles (jusqu'à 12 dB d'amélioration de gain de diversité). Au contraire, une grande différence de puissance (> 4 dB) ou un coefficient de corrélation élevé (> 70%) améliorent le gain de diversité de moins de 6 dB. Le calcul de la différence de puissance entre les antennes est reporté dans le tableau suivant :

	λ/4	λ/2	3λ/4	λ
Roue avant droite	1.55 dB	3.14 dB	**4.52 dB**	0.78 dB
Roue arrière droite	0.76 dB	1.66 dB	2.42 dB	**6.57 dB**
Roue arrière gauche	0.67 dB	1.03 dB	1.15 dB	1.15 dB
Roue avant gauche	1.69 dB	**4.72 dB**	**5.69 dB**	3.42 dB

Tableau 2 : diversité spatiale des TPMS. Différence moyenne de puissance pour chaque position de roue

Les résultats diffèrent d'une roue à une autre, et les cas les plus significatifs (gain > 4 dB) sont reportés en gras dans le Tableau 2.

-Différentes techniques de sélection d'antenne ont été appliquées, et nous avons retenu une technique de sélection de la puissance la plus élevée (conformément aux conclusions du tableau précédent). L'efficacité de la diversité spatiale peut être représentée de différentes manières, et nous garderons une représentation sous forme de tableau pour rester cohérent et faciliter le lien avec les résultats précédents. Les gains de diversité du Tableau 3 sont relevés pour 1% de la fonction CDF. Nous remarquons alors, pour chaque unité de roue, les situations les plus favorables en terme de gain, soit liées à la corrélation des antennes (cf. Tableau 1, noté par *), soit liées à la différence de puissance (cf. Tableau 2, noté par **), ou encore grâce à ces deux facteurs agissant simultanément (noté par ***).

	15cm (λ/4)	30cm (λ/2)	45cm (3λ/4)	60cm (λ)
Roue avant droite	0 dB	**6.1dB *** **	**7.6dB * **	**9.4dB *** **
Roue arrière droite	2.1dB	2dB	1.9dB	0 dB
Roue arrière gauche	4.5dB	**7.4dB ** **	**7.8dB ** **	**7.5dB *** **
Roue avant gauche	3.5dB	***0.1dB***	***0.2dB***	3.4dB

Tableau 3 : calcul du gain de diversité spatiale sur la base de profils de canaux de propagation mesurés, pour applications TPMS.

c) stratégie de diversité temporelle

Avec l'augmentation de la vitesse, la trame temporelle émise au niveau de la roue utilise un encombrement angulaire plus important (Figure 11). Il est statistiquement plus probable que cette trame passe par un angle de zone d'ombre (Figure 5). L'augmentation du nombre de trames permet de limiter l'impact de la zone d'ombre. Pour cela, nous avons développé une technique d'analyse de prédiction des intersections de trames [13]. Il est alors possible d'optimiser leur agencement afin de minimiser le coefficient d'intersection : cette approche utilise des outils d'analyse similaires à l'étude précédente, avec des formules adaptées à cette nouvelle situation. Les paramètres à étudier sont la structure de la trame (nombre de trames, séparation inter-trames, débit, …) et l'environnement de propagation (vitesse du véhicule, circonférence de la roue, nombre et taille angulaire des zones d'ombre).

Les équations utilisées pour cette étude sont détaillées dans la référence [14]. La position et la taille angulaire d'une trame varient en fonction de la vitesse comme l'indique la Figure 11. La position angulaire est estimée pour chaque trame, et il est facile d'en déduire les positions relatives des trames les unes par rapport aux autres : le coefficient d'intersection représente alors le pourcentage commun à l'ensemble des quatre trames. Ce calcul est indépendant du profil de canal et du nombre de zone d'ombre.

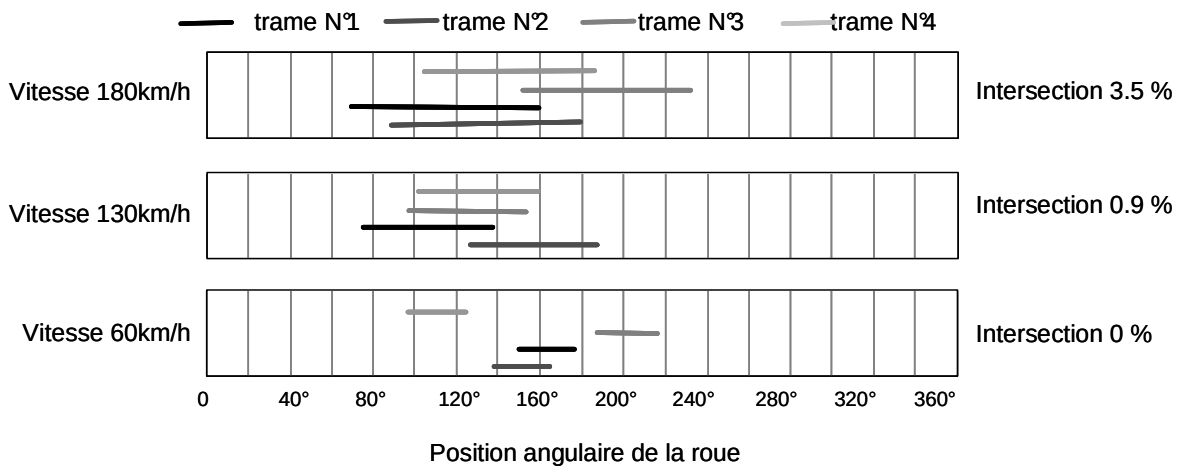


Figure 11 : diversité temporelle des TPMS. Position angulaire des trames avec le coefficient d'intersection associé (%) pour les vitesses de 60 km/h ; 130 km/h et 180 km/h pour un protocole utilisant 4 trames.

Il est possible d'optimiser les différents paramètres de trame de manière à minimiser le coefficient d'intersection sur l'ensemble des vitesses (0-300 km/h pour notre étude). Des études 3D du coefficient d'intersection en fonction de la vitesse et du nombre de trames permettent d'envisager le scénario le plus favorable. 4 trames suffisent pour réduire le

coefficient d'intersection pour des vitesses inférieures à 150 km/h ; mais au-delà, la taille angulaire des trames est trop conséquente et un coefficient d'intersection de 30 % est calculé pour une vitesse de 300 km/h malgré l'utilisation de 9 trames. La seule solution pour les vitesses très élevées est d'augmenter le débit et de réduire la taille des trames. Ce point a été également étudié lors de l'optimisation du protocole.

Dans un second temps, le calcul de coefficient d'intersection est appliqué à une signature RSSI de puissance reçue. Un cas de signature ayant trois zones d'ombre a été mis à l'étude : cette situation de type 'pire cas' permet d'illustrer le gain apporté par la diversité temporelle. La Figure 12 reporte les valeurs de la fonction CDF calculées sur la trace angulaire mesurée (cf. Figure 5) en fonction de la probabilité de réception pour différents scénarios de diversité temporelle.

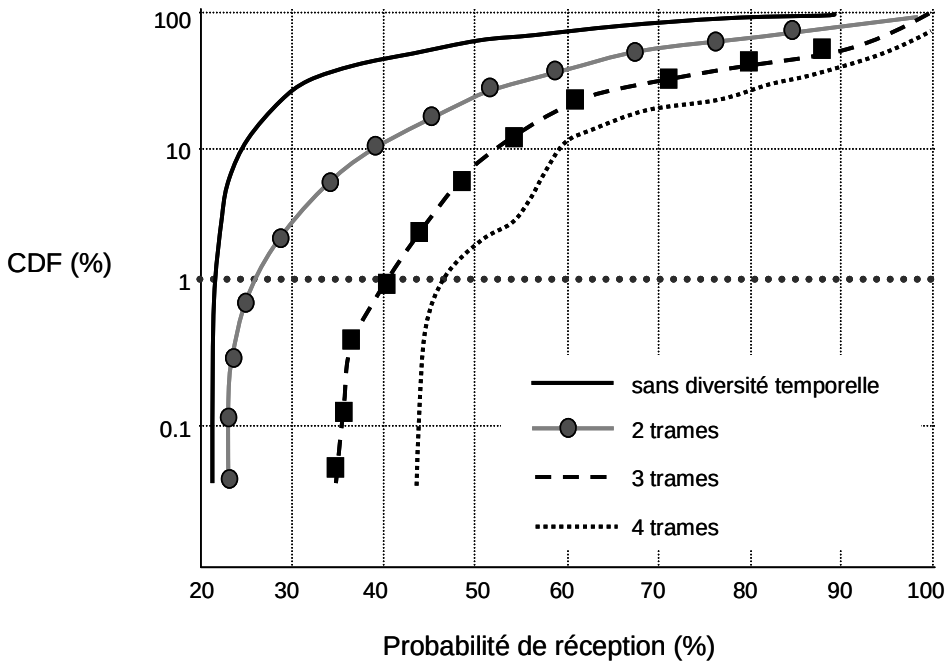


Figure 12 : diversité temporelle des TPMS. 'cumulative distribution function' CDF pour une signature de variation dynamique de puissance possédant 3 zones d'ombres, pour différentes configurations de diversité temporelle.

La valeur de probabilité est relevée pour un CDF de 1% (i.e. 99% des cas sur l'ensemble des 4 signaux reçus et sur l'ensemble des vitesses). La probabilité de réception de trame non affectée par une zone d'ombre est de 45 % dans la configuration à 4 trames, soit une amélioration de plus de 20% par rapport à l'envoi d'une trame unique. Le tableau ci-après reporte le gain de diversité en fonction du nombre de trames et du nombre de zones d'ombre.

	3 zones d'ombre	2 zones d'ombre	1 zone d'ombre
Gain de diversité pour 2 trames	4 %	3.5 %	2.5 %
Gain de diversité pour 3 trames	19 %	17 %	16 %
Gain de diversité pour 4 trames	25 %	23 %	22 %

Tableau 4 : gain de diversité temporelle (%) exprimé en fonction du nombre de trames et du nombre de zones d'ombre.

Les diversités de polarisation horizontales et verticales représentent également des solutions pertinentes pour améliorer le taux de réception des trames émises par les différents émetteurs : nous avons conçu et mesuré divers types d'antennes, et les validations en environnement réel sont en cours. En conclusion de ces études, nous avons proposé différentes alternatives de diversité afin de minimiser ou d'éliminer les zones d'ombre de la signature du canal de transmission entre les émetteurs et le récepteur. Ces techniques analytiques basées sur l'exploitation de tracés de mesures dynamiques de la puissance reçue pour chaque roue (Figure 5) sont rapides, et autorisent la simulation de cartographies exhaustives en fonction des paramètres sur lesquels il est possible d'agir. Les tests terminaux seront prochainement réalisés, et une comparaison entre le module actuellement commercialisé et la version optimisée devrait permettre de valider nos approches.

3.2.4 Optimisation du protocole BF transmis

L'influence du code sur l'efficacité de la transmission des données est sensible. Le protocole disponible jusqu'alors avait été développé sur des considérations purement numériques : nous avons donc développé un outil de simulation qui permet d'intégrer des notions dynamiques liées au profil de variation de puissance du canal afin de vérifier la robustesse du code en fonction de la vitesse. La signature de bilan de liaison peut être une mesure ou encore un fichier factice synthétisé pour les besoins de l'étude (ex : étude selon l'espacement des zones d'ombres). Ce logiciel (dont une illustration partielle de l'interface graphique est donnée en Figure 13) est contrôlé par un programme externe de pilotage qui permet de faire varier des paramètres et de donner une représentation graphique sous MatLab. De nombreuses simulations ont été réalisées pour améliorer le protocole en fonction de la distance inter-trames, du nombre de trames, de différents protocoles déjà disponibles, du plancher de bruit du récepteur, du nombre de zones de puissance transmise qui sont inférieures au plancher de détectivité ou de la distance angulaire entre ces zones d'ombres.

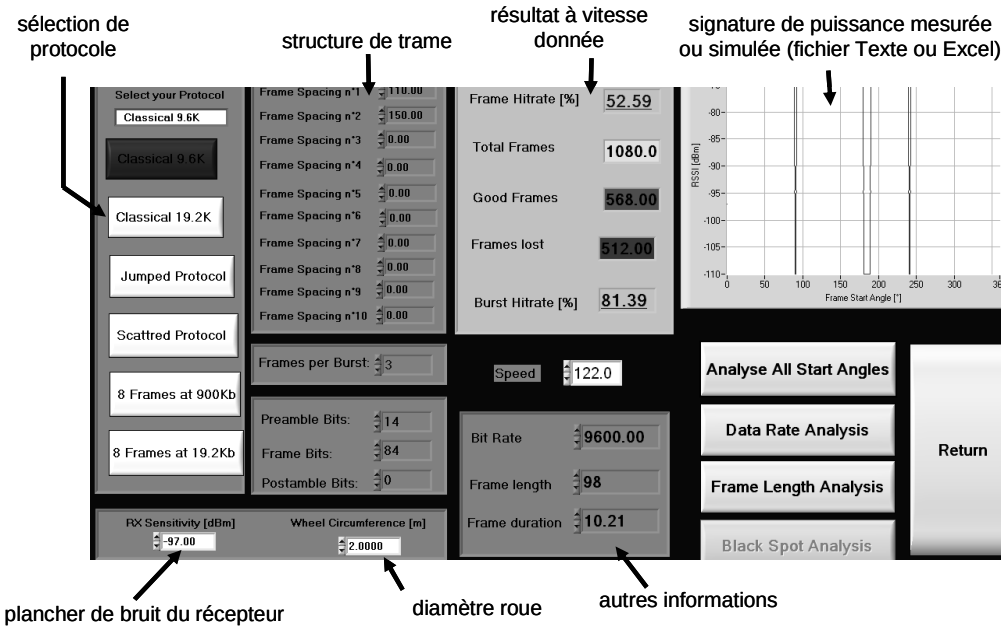
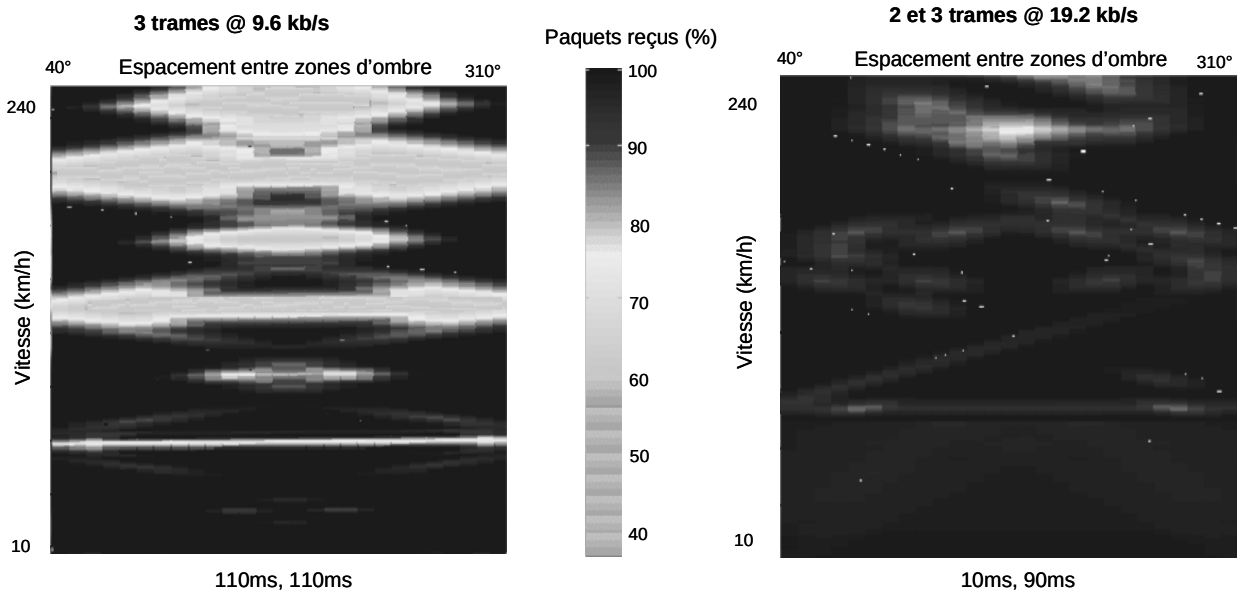


Figure 13 : exemple de capture d'écran du logiciel développé : visualisation du profil de puissance reçue et instruction des données de code, de dimension de roue…

Une comparaison entre l'ancien protocole et le protocole optimisé est illustrée sur la Figure 14. Les résultats du pourcentage de paquets reçus (simulés) sont reportés en code de couleur en fonction de la vitesse (de 10 à 240 km/h) et de la distance angulaire entre deux zones d'ombre (de 40° à 310°).



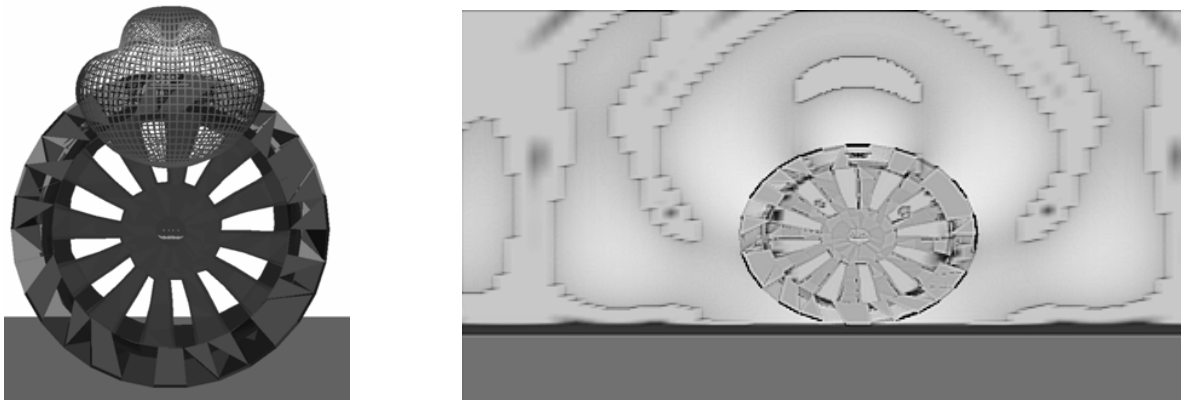
a) avec l'ancien protocole b) avec le protocole proposé

Figure 14 : résultat avant et après optimisation des protocoles d'émission de paquets : pourcentage de trames reçues en fonction de la vitesse et de l'espacement angulaire entre 2 zones d'ombres pour l'ancien protocole @9.6kb/s (a) et le protocole proposé @19.6kb/s (b).

Le cas le plus critique est évidemment obtenu lorsque les zones d'ombre sont régulièrement espacées (i.e. 180°). Le pourcentage de paquets reçus chute alors jusqu'à 75 % à une vitesse voisine de 65 km/h, voire 40% pour des vitesses de 130 km/h ou au-delà de 200 km/h lorsqu'on utilise l'ancien code. Le protocole proposé est systématiquement au dessus de 95 % de réception de paquets pour des vitesses allant jusqu'à 210 km/h, avec un minimum de 75 % de réception sur une zone réduite de la Figure 14 b) (210 km/h, zones d'ombres séparées de 180°). Ce nouveau protocole a été programmé, l'assemblage de l'émetteur est en cours et les tests des modules a) et b) en situation réelle sont prévus dans un futur proche.

3.2.5 La simulation électromagnétique des systèmes embarqués

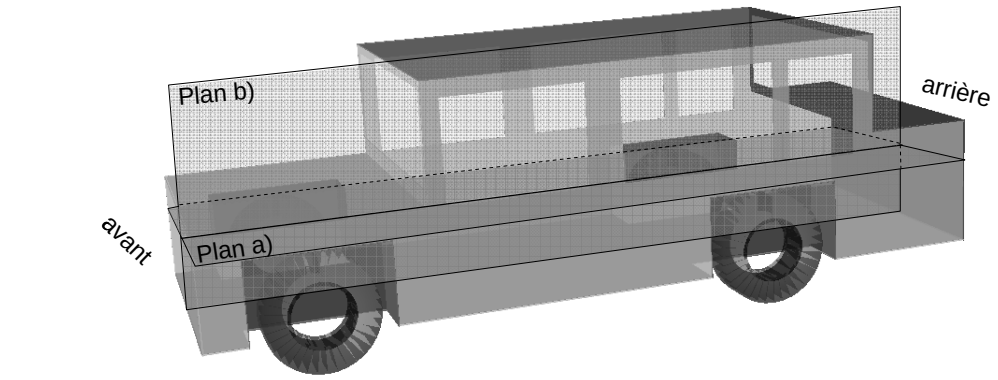
L'environnement complexe de propagation du champ RF dans un véhicule provoque de nombreuses perturbations : nous avons proposé des solutions de calcul basées sur le traitement de mesures réelles de signatures afin d'optimiser le protocole de transmission et l'emplacement du récepteur. Des solutions de diversité ont été étudiées pour limiter ou éliminer l'influence des zones d'ombres. Ces techniques représentent un gain de temps considérable vis-à-vis des cartographies systématiques réalisées jusqu'alors pour chaque véhicule et chaque variante d'unité de roue (jante, pneumatique). De même la simulation électromagnétique s'avère être un outil d'investigation puissant et rapide. Cependant, rares sont les logiciels qui permettent la simulation en champ proche. Nous avons évalué un logiciel basé sur la méthode des éléments finis en domaine temporel FDTD (finite difference time domain) lors du stage de Master2 de N. Tran [15]. Différentes structures d'antennes ont été simulées et comparées avec les résultats obtenus par d'autres logiciels (FEKO, HFSS et AMDS). Ces antennes ont ensuite été intégrées à des modules de roues pour valider les résultats illustrés en Figure 6, Figure 7 et Figure 8 en champ proche et en champ lointain. Un avantage de la simulation réside en la flexibilité des paramètres : par exemple, la simulation à ε_r variable à l'intérieur du pneumatique permet de mieux comprendre la répartition des champs et les atténuations de puissance. Une illustration est donnée sur la Figure 15 pour un ensemble unité de roue, jante, pneumatique et sol métallique en champ lointain et en champ proche. Nous retrouvons des comportements équivalents à ceux relevés en mesure, et notamment la périodicité des sources réparties sur la simulation en champ proche.



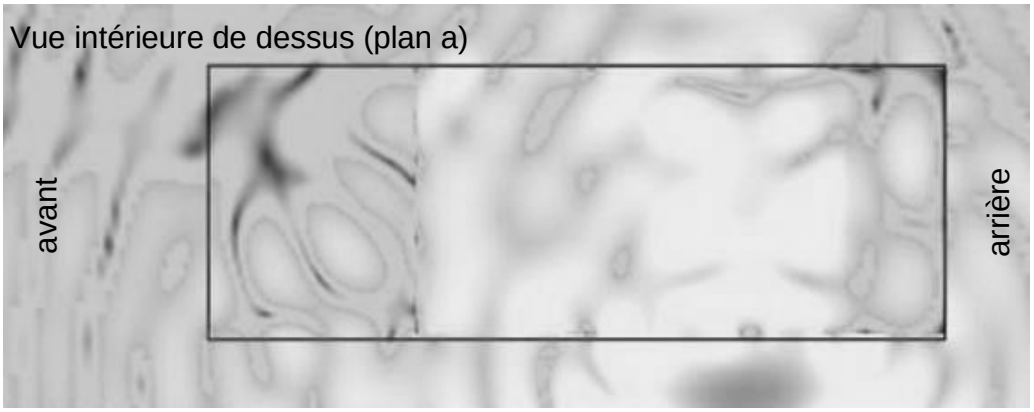
a) simulation champ lointain en 3D b) simulation champ proche en 2D, vue de coupe @ 10cm devant la roue

Figure 15 : simulation électromagnétique de structure complète de l'unité de roue dans son environnement jante + pneumatique, avec sol métallique.

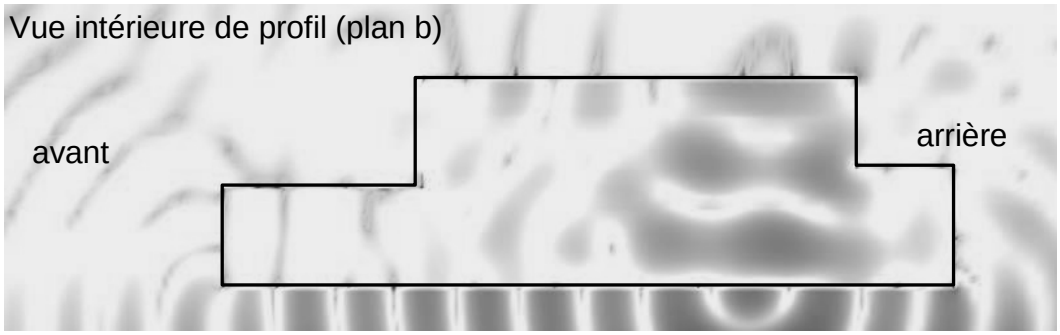
La simulation d'un véhicule complet met en jeu des dimensions de petite taille et de grande taille vis-à-vis de la longueur d'onde $\lambda = 69$ cm. La finesse de maillage à échelle variable que propose Empire permet de répondre à ce contexte particulier, au détriment toutefois de ressources mémoires importantes. Par contre, la technique temporelle FDTD permet de couvrir une simulation sur une gamme de fréquence importante sans alourdir ni le temps de calcul, ni la ressource mémoire. Un ensemble de simulations et d'animations réalisées sur des véhicules simplifiés permet de vérifier les effets d'arête et de réfraction sur les parois métalliques : le châssis et le sol jouent un rôle de guide d'onde comme l'illustre la Figure 16 (***). Le modèle inspiré de nos premiers dessins d'écoliers (ou encore de l'universelle 'traban') permet de modifier à loisir la taille, le nombre et la nature des ouvertures. Les paramètres métalliques et diélectriques des parois et des verres sont issus de modèles de véhicules plus complexes (Figure 19).



(*)



(**)



(***)

Figure 16 : simulation électromagnétique de la transmission TPMS sur un véhicule simplifié (les zones de champ rayonné maximum sont les zones sombres sur (***), et zones claires claires sur (**)). L'émetteur est placé dans la roue arrière gauche conformément aux positions de champ maximum.

Les simulations montrent le fort impact des ouvertures de type fenêtre sur la liaison, conformément à ce que prouve l'expérience. Sur les Figure 16 (**) et (***), la position de l'émetteur est facilement identifiable sur la roue arrière gauche en raison de la concentration des champs dans cette zone. Les variations de champ à l'intérieur du véhicule ne semblent pas répondre à une répartition précise, tandis que le champ externe suit les parois supérieures, latérales et inférieures du véhicule de manière régulière jusqu'au tableau de bord. Une simulation avec l'habitacle totalement fermé (murs électriques) prouve que la transmission

jusqu'à un récepteur placé sur le tableau de bord en dehors du véhicule reste opérationnelle. D'ailleurs, lorsqu'on ne conserve que le châssis du véhicule, ainsi que le récepteur et les quatre roues, nous obtenons des variations de puissance telles que représentées en Figure 17.

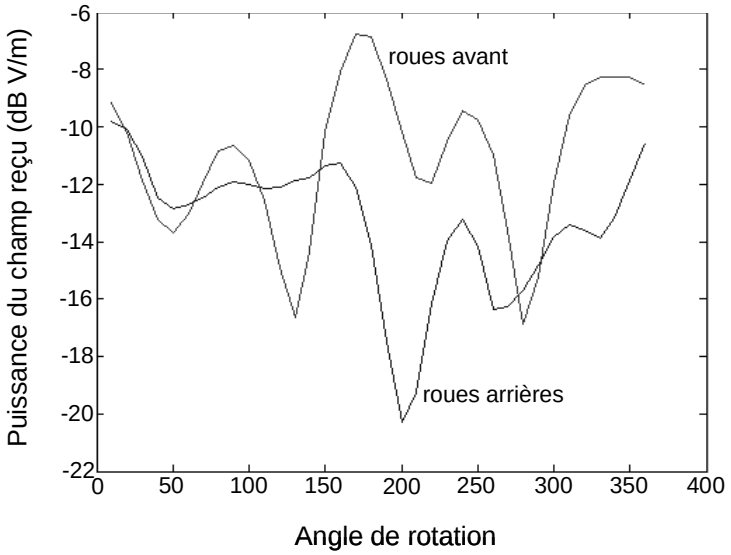


Figure 17 : variations angulaires de puissance reçue pour une configuration roues + châssis simple+ récepteur.

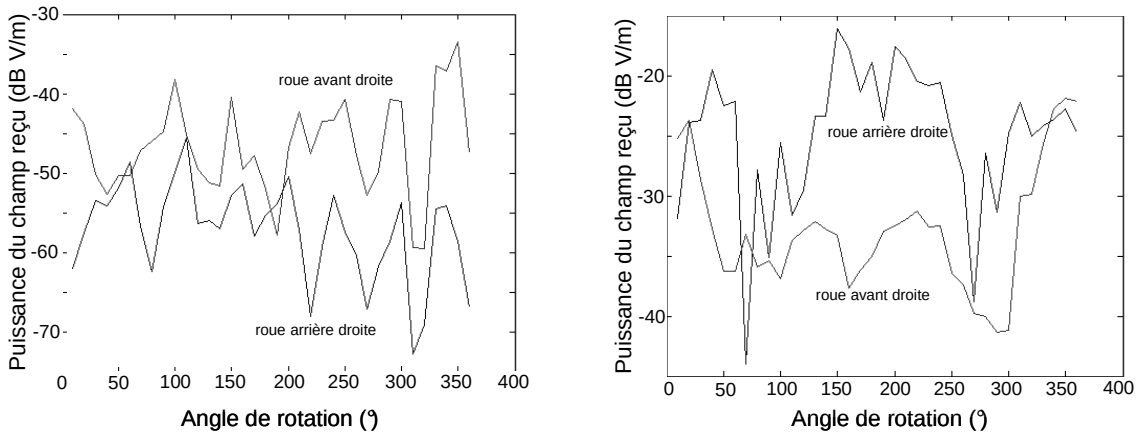
Dès lors que l'on rajoute les éléments intérieurs et l'habitacle, le niveau de puissance chute de plusieurs dizaines de dB V/m :

- Dans une simulation complète (4 émetteurs simulés successivement sur chaque roue), le récepteur placé en différentes positions le long du tableau de bord présente des variations de puissance simulées équivalentes à celles relevées en mesure.

- De plus, les variations de puissance en fonction de la position angulaire du capteur présentent des profils similaires aux mesures : nous retrouvons des fluctuations angulaires de puissance pouvant conduire à des rapports signal à bruit insuffisants (zone d'ombre à 200°, pour les roues arrières). La prise en compte de l'habitacle simplifié de la Figure 16 atténue de plus de 20 dB la puissance du signal reçu.

Des simulations sur plusieurs structures complètes de véhicules confirment l'impact des éléments multi-échelle intérieurs sur la dynamique des signaux transmis. Sur la Figure 18, des simulations de variation de puissance reçue en fonction de l'angle de la roue sont reportées pour un véhicule de type berline et un véhicule de type cabriolet (Figure 19) : les niveaux de puissance reçue pour le cabriolet restent supérieurs à celui d'une berline (mais inférieurs au cas de la Figure 17). La différence de surface métallique d'un véhicule affecte

nos simulations d'environ 20 dB sur le bilan de liaison entre une version berline et une version cabriolet.



a) voiture berline b) voiture cabriolet

Figure 18 : variations de puissance reçue pour deux véhicules complets.

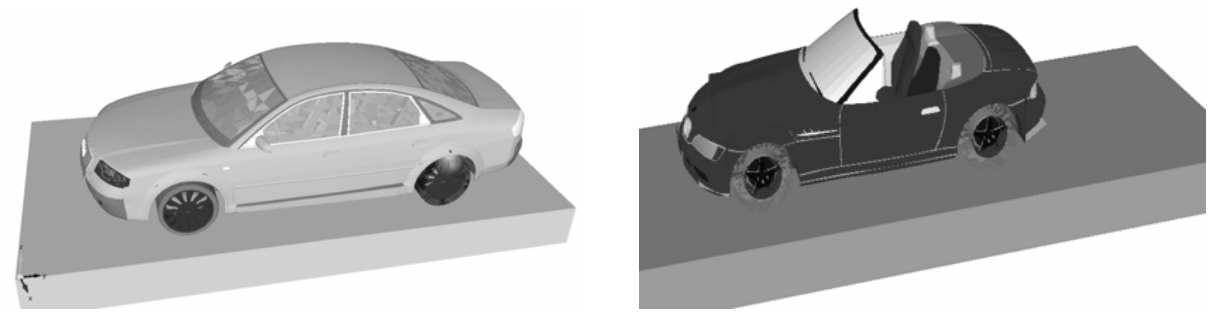


Figure 19 : simulation électromagnétique de véhicules 'complets' : AudiA6 Berline (a) et BMW Z3 cabriolet (b)

Enfin, l'allure du rayonnement en champ libre sur l'extérieur du véhicule (Figure 16) illustre la propagation du signal, qui s'étend dans un périmètre large autour du véhicule (plusieurs mètres). Le véhicule peut donc perturber d'autres systèmes TPMS, et en retour être lui-même perturbé. Nous avons quantifié les collisions temporelles entre différents émetteurs-roues grâce à un simulateur d'échange conçu sous NS-2 (Network Simulator) : un logiciel de simulation de réseaux informatiques a été modifié afin d'émuler le système TPM sous NS-2. Seules les collisions temporelles sont prises en considération, et les phénomènes d'atténuation et de trajets multiples ne sont pas modélisés pour le moment. La simulation met en jeu de 4 à 24 unités-roues simultanément, soit 1 à 6 véhicules. La stratégie de diversité temporelle présentée précédemment permet ainsi de réduire le taux de pertes dans un facteur 20 (soit 0.04% de pertes) par rapport au protocole classique implémenté [10]. Cependant, la collision inter-véhicules n'est pas considérée comme un point critique qui affecte le taux de réception

des TPMS, avec des pertes de l'ordre de 0.8% en l'état actuel du protocole (dans le cadre idéalisé de notre simulation). Ces défauts ne représentent que le douzième des problèmes liés au rapport signal à bruit, problèmes essentiellement liés à la dynamique du profil de puissance reçue.

3.3 Conclusion

Dans les différents contextes de systèmes de communication étudiés, nous avons abordé plusieurs problématiques liées à la réception d'un signal : dans les modules intégrés d'émetteurs-récepteurs, le bruit en bande de réception peut être affecté par une puissance indésirable parasite ou issue de l'émetteur, voire par le facteur de bruit de l'émetteur. Différentes techniques de filtrage et d'optimisation du facteur de bruit de l'émetteur permettent de limiter la dégradation du seuil de sensibilité des systèmes de réception. L'étude d'une communication d'un système embarqué automobile nous a conduit à développer des stratégies et des outils de mesure et de simulation pour limiter les effets de variation de puissance du canal de transmission. La stratégie de diversité temporelle est d'autant plus efficace que le nombre de signaux en dessous du plancher de bruit est élevé, et la diversité spatiale permet de limiter l'impact des recombinaisons en opposition de phase des trajets multiples. Le contexte varié de ces études nous amène à des réflexions aussi bien au niveau système qu'au niveau circuit, voire matériau : ainsi l'utilisation de solutions piezoélectriques pour alimenter les batteries d'émetteurs des TPMS peut radicalement changer les bilans énergétiques de l'émetteur et les bilans de liaison associés.

Références bibliographiques du chapitre 3 : le bruit dans les systèmes de transmission.

[1] G. Maral, M. Bousquet, 'Satellite communication systems : systems, techniques and technology', third edition, J. Wiley publisher, 733 p.

[2] J.G. Tartarin, J. Graffeuil 'pré-étude prospective de miniaturisation d'équipements hyperfréquences', rapport confidentiel de contrat EADS Launch Vehicles, référence LAAS 02638, Décembre 2002, 42p.

[3] S.G. Jeong, S.H. Jeong, J.H. Cha, Y.C. Jeong, C.D. Kim, 'A feedforward power amplifier with loops that can reduce Rx band noises signals as well as intermodulation signals', 31th European Microwave Conference, September 2001, London UK, pp. 1-4.

[4] J. Graffeuil, J.G. Tartarin, G. Caille, T. Parra, B. Pinte, 'Circuit and method for receiving or transmitting microwaves', rapport LAAS N°98598, Brevet (Europe du nord, France, Asie, office codes AU, CN, KR, SG, US) CIT Alcatel (FR) N° EP0957590, FR2778803, WO9960717, 17 Novembre 1999, 29p. accessible sur le site WIPO(world Intellectual Property Organization : http://www.wipo.int/pctdb/en/)

[5] J.G Tartarin, 'Noise in transceivers' from Transmitter design for broadband wireless access R2.1.2.3, Quick Shot Annual Report, 2004, 8p.

[6] J.G. Tartarin, G. Soubercaze-Pun, C. Gaquière, 'Low frequency noise in AlGaN/GaN HEMT and RF noise simulation of a transceiver', TARGET short courses on WP2.1.2.2 and WP2.1.2.3, 14-16th april 2005, Orvieto, Italy.

[7] T. Gee, 'Suppressing Errors in W-CDMA Mobile Devices' CommsDesign, March 01, 2001. Également sur http://www.commsdesign.com/story/OEG20010221S0076.

[8] C. Chambon, 'Etude du bruit électrique dans les dispositifs fonctionnant en régime non-linéaire. Application à la conception d'amplificateurs micro-ondes faible bruit', Thèse de l'Université Paul Sabatier, N° d'ordre 07759, décembre 2007.

[9] A. Greens, Y. Rolain, 'Noise figure measurements on non-linear devices', IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, Vol. 50, N°4, 2001, pp.971-975.

[10] M. Cheikh, J.G. Tartarin, J. David, S. Kessler, A. Morin, 'Etude de la qualité de transmission radio pour le système de pression pneumatique automobile', 16èmes Journées Nationales Microondes, 27-28 Mai 2009, Grenoble, 4p.

[11] M. Cheikh, J. David, J.G. Tartarin, S. Kessler, A. Morin, ,RF source characterization of tire pressure monitoring system', 39th European Microwave Week, European Wireless Technology Conference EuWiT, 28september -2 October 2009, Roma Italy, 4p.

[12] M. Cheikh, J.G. Tartarin, J. David, S. Kessler, A. Morin, 'An experimental evaluation of the space diversity technique for tire pressure monitoring system at 434 MHz', IEEE Vehicular Technology Society, soumis à la revue en Août 2009. 13p.

[13] J.G Tartarin, M. Cheikh, J. David, S. Kessler, A. Morin, 'Time diversity technique for tire pressure monitoring system', Journal of Automotive Technology, soumis à la revue en Juillet 2009. 6p.

[14] M. Cheikh, J.G. Tartarin, J. David, S. Kessler, A. Morin, 'Transmission quality evaluation of tire pressure monitoring systems', 12th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems, ITSC 2009, 3-7th October 2009, St-Louis MO, USA, 6p.

[15] N. Tran, 'Modélisations électromagnétiques du système de surveillance pneumatique automobile TPMS', Master 2 Professionnel de l'Université de Nice Sophia Antipolis, rapport LAAS, Septembre 2008, 53p.

CONCLUSIONS & PERSPECTIVES

Conclusions & perspectives

Les travaux présentés dans ce manuscrit représentent une synthèse de nos dix dernières années de recherche articulées en trois chapitres respectivement sur les composants et les semiconducteurs, sur les circuits puis sur les systèmes des hautes-fréquences. Ils présentent tous un dénominateur commun : la recherche de la meilleure qualité de transmission au travers du choix de l'architecture et de celui des composants utilisés. Parmi les critères de choix considérés, ceux en relation avec le bruit électrique occupent une place prépondérante. Ces travaux du champ disciplinaire de l'électronique font partie des sciences dites appliquées, et ne peuvent à ce titre être envisagés que grâce à une étroite collaboration avec les acteurs industriels : nous avons ainsi eu le plaisir de collaborer avec la désormais grande famille Thalès (Thalès Alénia Space, Thalès Systèmes Aéroportés, Thalès Research & Technology), ST_Microelectronics et SiGe-Microsystems, le CRHEA, EADS Launch Vehicles, Continental S.A et le soutien régulier de la DGA et de la Région Midi-Pyrénées. Le consortium de nos partenaires s'élargit considérablement si l'on intègre les différents instituts de recherche qui ont été associés à nos travaux de manière récurrente ou plus ponctuellement. Enfin, la forte implication des doctorants, stagiaires et autres membres permanents de l'équipe est pour beaucoup dans l'aboutissement de nos recherches : cinq thèses (dont une en co-direction à 50% et deux autres que je co-dirige à 90 %) et 9 stages de DEA/M2P/M2R jalonnent les travaux évoqués dans les pages précédentes.

Le premier chapitre résume notre activité de recherche sur le bruit de fond des composants. Les filières bipolaires III-V et SiGe ont fait l'objet de modélisations dynamique et en bruit HF afin d'analyser l'impact des procédés technologiques sur leurs performances.

Les transistors bipolaires SiGe, alors issus d'une technologie émergente, ont été parmi ceux qui ont fait l'objet de nos premières préoccupations. La définition de leur procédé de fabrication de base est un point sensible qui affecte leurs performances électriques et en bruit : les niveaux et les épaisseurs de dopages représentent le principal levier d'amélioration de ces technologies, tout comme le profil de variation du germanium qui offre toutefois moins de degrés de liberté. Des analyses de fiabilité ont été réalisées à l'aide de mesures de bruit BF, de modèles électriques et de simulations physiques : l'approche multi-outils offre des avantages certains dans la précision de diagnostic des mécanismes de défaillance identifiés.

Plus récemment, ces outils ont également été mis à profit lors de l'étude d'une filière à effet de champ à grande bande interdite GaN sur différents substrats d'épitaxie : les premières

analyses, quoique intéressantes, n'ont pas été recensées à cause de la trop grande diversité des mécanismes de bruit mis en jeu. Des filières plus avancées ont ensuite été étudiées, et notamment les mécanismes de conduction liés à l'index de fréquence de la source de bruit $1/f^{\gamma}$, ou encore les évolutions des centres de GR avec la polarisation et la température ambiante.

Dans le second chapitre, nous avons présenté quelques résultats de nos activités sur la conception de circuits faible bruit en bande X et en bande K : des amplificateurs faible bruit à base de transistors à effet de champ en réalisation hybride et à base de transistors bipolaires en circuit intégré BiCMOS viennent illustrer le potentiel de chaque technologie respectivement à 10 GHz et 20 GHz. Chaque réalisation a été conçue de manière à obtenir un facteur de bruit le plus faible possible, tout en réduisant au maximum les sensibilités des circuits aux variations d'éléments ou de modèles les moins précis. Des oscillateurs fixes et accordables ont également été réalisés à 10 GHz et 20 GHz en technologies BiCMOS SiGe et GaN : les oscillateurs accordables MMIC réalisés ont fait l'objet d'études topologiques comparatives afin d'apprécier l'impact du choix de l'architecture série ou parallèle sur la conversion des sources de bruit du composant actif. Nous avons également soulevé le problème de la pertinence des facteurs de mérite pour comparer différentes réalisations. Les oscillateurs SiGe et GaN réalisés présentent des performances à l'état de l'art dans leurs technologies respectives. Ce chapitre s'appuie fortement sur la connaissance des sources de bruit linéaires et non-linéaires que nous avons étudiées sur ces différentes filières.

Le troisième chapitre évoque nos travaux sur des systèmes d'émetteur-récepteur dans une vision 'transceiver' et sous un aspect système communicant. L'étude de 'transceiver' aborde des problèmes liés à la dégradation du bruit coté récepteur de manière très théorique par de simples calculs ou par des simulations logicielles. Deux aspects peuvent affecter le facteur de bruit du récepteur : une puissance trop élevée issue de l'émetteur peut faire fonctionner le récepteur en mode non-linéaire et dégrader son facteur de bruit ; un facteur de bruit trop élevé de l'amplificateur de puissance coté émetteur peut agir en large bande et également aboutir à une dégradation du facteur de bruit du circuit de réception. L'étude système a porté sur un module de transmission entre un capteur de pression de pneumatique et un récepteur dans un véhicule automobile. Après avoir modélisé les distributions rayonnées par la source et les variations de puissance autour de la zone de réception pour différentes conditions de position de roue, nous avons déployé des stratégies d'amélioration visant à limiter l'impact des zones pour lesquelles le signal reçu est inférieur au plancher de détectivité. Nous avons démontré l'intérêt de la diversité spatiale d'antennes au niveau du

récepteur, de la diversité temporelle des trames au niveau de l'émetteur, et nous avons évoqué l'étude de diversité de polarisation.

Le bruit reste une préoccupation majeure du domaine de l'électronique. Dans le contexte de la diminution critique de la taille des composants pour la montée en fréquence et en débit, l'augmentation du bruit BF est fortement pénalisante comme le soulignent les travaux du mémoire. Par ailleurs, la diminution des tensions d'alimentation vient également limiter les marges de bruit des systèmes numériques. En conséquence de ces tendances, la fiabilité des composants devient également un axe d'analyse fortement corrélé au développement des nouvelles technologies. L'obtention des meilleurs compromis pour sélectionner et améliorer les composants passe par le développement de procédures d'analyse novatrices : certains travaux s'orientent vers la simulation physique du bruit basse fréquence, ce qui permet de raccourcir les cycles de conception pour définir le meilleur procédé de fabrication. En ce qui concerne les circuits et les systèmes, la problématique de montée en fréquence évoquée précédemment implique également la mise en œuvre de topologies plus immunes au bruit. De plus, dans un contexte où les contraintes de conception sont toujours plus sévères, les modèles se doivent d'être de plus en plus complets. Conscients des difficultés pour obtenir de tels modèles, nous avions envisagé, il y a tout juste 10 ans, de faire appel aux techniques de réseaux de neurones développés par les automaticiens : nous pensions tirer un avantage de ces algorithmes dynamiques pour lier des domaines soit disjoints, soit partiellement corrélés. Les réseaux de neurones peuvent établir et améliorer des liens implicites entre des mesures et des modèles électriques, en bruit, thermique, par une approche pluri-disciplinaire… Nos activités n'ont pas pris cette voie, mais d'autres travaux ont depuis prouvé l'efficacité de l'utilisation des réseaux de neurones pour réaliser des modèles électriques, sans toutefois exploiter l'approche multi-physique. La simulation coopérative inter-logiciels esquissée au chapitre 1 pourrait alors être mise en œuvre par le biais des systèmes de réseaux de neurones. De plus, nous pensons que l'utilisation d'algorithmes neuronaux ne se limite pas au seul domaine de la modélisation, et pourrait être toute aussi efficace lorsqu'il s'agit de conception de circuits : en effet, les choix de polarisation et de taille de transistors, de topologies d'adaptation en petit signal ou en bruit, en puissance ajoutée ou en rendement de puissance, peuvent s'appuyer avantageusement sur une méthode neuronale afin de dégager les réseaux les plus pertinents. Le libre arbitre du concepteur est moins sollicité dans des tâches simples de simulations, mais l'action de celui-ci se focalisera plus efficacement sur le choix des équations et des liens pertinents pour cadrer le

périmètre d'action des algorithmes. Enfin, une approche système peut s'envisager de même sur la base de disponibilité de bibliothèques de circuits.

Le développement de nouvelles techniques de modélisation (resp. de conception) nous semble une ouverture intéressante vers laquelle nous tourner pour exploiter plus judicieusement les divers jeux de mesures (resp. les paramètres du cahier des charges). Les systèmes électroniques des hautes fréquences sont plus que jamais présent dans nos applications quotidiennes, avec la téléphonie cellulaire et autres (fours à) micro-ondes. Leur déploiement croît sans cesse : la sollicitation des systèmes sans fil dans des domaines très variés (les télémesures en milieu hostile, les systèmes de surveillance, la sécurité et l'imagerie téra-Hertz , les applications bio-médicales ou domotiques…) donne la mesure des besoins à venir en conception tout comme en modélisation de nouveaux dispositifs. Cette abondance de systèmes qui cohabitent simultanément laisse entrevoir de plus fortes contraintes sur la conception, la robustesse et la reconfigurabilité de ces nouvelles générations. Nous voilà à l'aube d'une ère de techno-diversité, et le rapprochement avec notre bio-diversité est d'autant moins abusive que de nombreux projets tendent à associer ces deux domaines. Nos propres insuffisances biologiques pourraient trouver à terme des réponses dans les voies de l'électronique : des projets de 'nez électronique' sont déjà développés pour des applications professionnelles (drogue, sécurité usines, …), et pourraient être envisagés à des fins thérapeutiques.