

Modélisation multiphysiques pour la simulation couplée des composants, circuits, et systèmes électroniques microondes

Raphaël Sommet

▶ To cite this version:

Raphaël Sommet. Modélisation multiphysiques pour la simulation couplée des composants, circuits, et systèmes électroniques microondes. Electronique. Université de Limoges, 2020. tel-03023872

HAL Id: tel-03023872 https://hal.science/tel-03023872

Submitted on 6 Jan 2021

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.



FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Ecole Doctorale Science et Ingénierie pour l'information

HABILITATION A DIRIGER LES RECHERCHES

Discipline Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Modélisation multiphysiques pour la simulation couplée des composants, circuits, et systèmes électroniques microondes

SOMMET Raphaël raphael.sommet@xlim.fr

Soutenue publiquement le 3 novembre 2020 devant un jury composé de :

Rapporteurs	Nathalie Labat	Professeur des universités, Université de Bordeaux
	Jean-Claude de Jaeger	Professeur des universités, Université de Lille
	Jean-Guy Tartarin	Professeur des universités, Université de Toulouse
Examinateurs	Didier Floriot	Ingénieur, United Monolithic Seconductors
	Jean-Christophe Nallatamby	Professeur des universités, Université de Limoges
	Pierre Blondy	Professeur des universités, Université de Limoges
	Edouard Ngoya	Directeur de recherche, CNRS
Chargé de suivi	Raymond Quéré	Professeur émérite, Université de Limoges

Laboratoire XLIM/C2SNL UMR 7252



HDR réalisée à XLIM Pôle Universitaire de Brive 16 rue Jules Vallès 19100 Brive la Gaillarde

 $T\acute{e}l: +33555864820$

Web : http ://www.xlim.fr

Suivi réalisé par Raymond Quéré raymond.quere@xlim.fr

Résumé

Ce document résume succinctement les orientations qui ont été les miennes depuis une vingtaine d'années. Mon travail s'est focalisé essentiellement sur des activités de mesures, modélisations et simulations de dispositifs microondes. J'ai notamment travaillé sur la modélisation et la simulation électrothermique des composants et circuits microondes qu'ils soient à base de transistors bipolaires à hétérojonction (TBH) ou bien de transistors à effet de champ de type HEMT. Une grande partie de cette tâche a consisté à affiner et à comprendre l'origine physique des phénomènes parasites dans les transistors (pièges, thermique, avalanche, bruit, ...) se révélant plus ou moins au fil de l'évolution des technologies, des matériaux utilisés, de la montée en fréquence ou de la montée en puissance. Je suis passé successivement de composants Silicium (Si), et Arséniure de Gallium (AsGa) à des composants grand gap de type Nitrure de Gallium (GaN) en passant par du Carbure de Silicium (SiC).

Les aspects thermiques ont toutefois joué le rôle de fil directeur. En effet, j'ai pris en charge très tôt la simulation thermique par éléments finis de tout type de composants pour le groupe Composant Circuits et Système Non Linéaire (C2SNL) du laboratoire XLIM. Cela nous a donné l'occasion de développer des méthodes originales de mesures ainsi que des modèles pour la simulation circuit ou système issus de techniques de réduction d'ordre de modèles numériques. Le fort engouement de la communauté scientifique pour les transistors de type GaN ne fait que renforcer notre intérêt pour le domaine de la thermique qui possède désormais un attrait certain. La prochaine révolution de l'électronique 3D devrait nous permettre de continuer dans cette voie en proposant des challenges très intéressants.

Mots clés : mesure, simulation, modélisation, physique du composant, thermique, HEMT, HBT, électrothermique, réduction d'ordre, GaN, électronique 3D

Multiphysics Modeling for coupled simulation of microwave components circuits and systems

Abstract

This document summarizes briefly the guidelines that have been mine for twenty years. My work focused mainly on measurement, simulation and modeling activity. I worked on the modeling and electrothermal simulation of components, such as heterojunction bipolar transistors (HBTs) or field effect transistors (HEMT). Most of this work was to refine and understand the physical origin of parasitic phenomena in transistors (traps, heat, avalanche, noise, ...) that appear less or more significantly with the evolution of the technology, the materials used, the frequency increase or the power increase. I worked successively with Silicon (Si), Gallium Arsenide (GaAs), before using wide band gap components composed of Silicon Carbide (SiC) or Gallium Nitride (GaN). However thermal aspects have played the role of guiding thread. Indeed, I have supported early thermal finite element simulation of all types of components for the C2SNL group of the XLIM Lab. This gave us the opportunity to develop original methods of measurements as well as models for circuit or system simulation derived from model order reduction techniques. The strong popularity in the scientific community of GaN-type transistors only reinforces our interest in this area that still presents a real attraction. Next revolution in 3D electronics promises to be a very exciting challenge.

Keywords: measurement, simulation, modeling, thermal, GaN, HEMT, HBT, physics based equations, 3D electronics

Remerciements

J'ai mis beaucoup de temps avant de rédiger cette habilitation à diriger les recherches. J'ai donc travaillé avec beaucoup de monde et encadré bon nombre de doctorants. Il est donc difficile de remercier nominativement l'ensemble des personnes qui ont contribué à mon parcours sans en oublier. Avant de remercier l'ensemble des rapporteurs et examinateurs qui ont bien voulu juger ce travail, je tiens à remercier tout d'abord le professeur Juan Obregon. En effet, c'est grâce à une de ses présentations passionnées au cours de l'une de mes visites de l'IRCOM, laboratoire fondateur d'XLIM, que j'ai décidé de venir en DEA d'électronique à Limoges et de continuer dans la voie de la recherche.

Je remercierai également bien entendu Raymond Quéré, qui fut mon directeur de thèse, mon responsable d'équipe, et finalement mon chargé de suivi en habilitation avec qui nous avons partagé bon nombre de discussions, de tableaux d'équations...et avec qui j'ai travaillé près de 20 ans.

Je remercie madame Nathalie Labat, professeure à L'université de Bordeaux, monsieur Jean-Claude De Jaeger, professeur à l'université de Lille, monsieur Jean-Guy Tartarin, professeur à l'université de Toulouse, de bien avoir voulu rapporter sur ce travail de HDR.

Je remercie également les membres du jury Didier Floriot, ingénieur CTO chez United Monolithic Semiconductors, les professeurs Pierre Blondy, Jean-Christophe Nallatamby de l'université de Limoges et mon collègue Edouard Ngoya, directeur de Recherches au CNRS de bien avoir voulu examiner ce travail.

Je remercie également l'ensemble des nombreux thésards avec qui nous avons longuement échangé et qui ont apporté leur pierre à l'édifice : Delphine Siriex, David Lopez, Sylvain Heckmann, Christophe Chang, Alain Xiong, Zoheir Riah, Mickael Guyonnet, Emmanuel Gatard, Dorothée Muller, Guillaume Mouginot, Charles Teyssandier, Adeline Déchansiaud, Julie Mazeau, Florent Besombes, Mountakha Dieng, Mustafa Avcu, Ousmane Sow et Nanda Khumar Subramani.

Je remercie aussi l'ensemble de mes collègues du groupe C2SNL et d'XLIM avec qui nous avons forcément discuté un jour de physique du composant, de thermique, de phénomènes de pièges, de mesures, de modélisation et de simulation de circuit ou ... de matrices jacobiennes...

Ces activités n'auraient pu avoir lieu sans le soutien des organismes publics ou partenaires industriels, auxquels j'exprime également mes profonds remerciements.

Table des matières

Résumé	i
Abstract	v
Remerciements	vii
Table des matières	ix
Table des figures	×iii
Introduction	1

Synthèse des activités de recherche

1	Curriculum Vitæ					
	1.1	État civil	7			
	1.2	Formation	7			
	1.3	Expérience postdoctorale & situation actuelle	8			
	1.4	Activités d'enseignement	8			
	1.5	Activités d'encadrement scientifique	9			
		1.5.1 Co-encadrements de thèses	9			
		1.5.2 Autres encadrements sans thèse	2			
		1.5.3 Autres activités scientifiques	2			
	1.6	Publications scientifiques	3			
		1.6.1 Synthèse des publications	3			
		1.6.2 Revues à comité de lecture	3			
		1.6.3 Conférences invitées	6			
		1.6.4 Colloques internationaux à comité de lecture 1'	7			
		1.6.5 Colloques Nationaux à comité de lecture	3			

5

		1.6.6	Chapitres d'ouvrage	26
	1.7	Transf	ert technologique, relations industrielles et valorisation	26
		1.7.1	Partenariats	26
		1.7.2	Valorisation	29
		1.7.3	Laboratoires communs	29
~	• • •	•• •		21
2		vites de	e recherche	31
	2.1	5IIIIII	Thèse de Delphine Sirier $(2000)[1][2, 2]$	ა∠ აე
		2.1.1 9.1.9	These de Derpinne Sinex $(2000)[1][2, 3]$	∂∠ ઽઽ
		2.1.2 2.1.2	These de David Lopez $(2002)[4][5, 0, 7, 8, 9, 10, 11]$ Thèse Zohoir Bigh $(2005)[12][13, 14, 15, 16, 17]$	37 27
		2.1.0 2.1.4	These Euleri Itian $(2003)[12][13, 14, 15, 10, 17]$ Thèse Emmanuel Catard $(2006)[18][10, 20, 21, 22, 23, 24, 25]$	34 37
		2.1.4 2 1 5	These Dorothée Muller $(2006)[16][17, 20, 21, 22, 25, 24, 25]$	30
		2.1.0 2.1.6	These Distance Multer $(2000)[20][21, 20, 25]$	40
	$\mathcal{D}\mathcal{D}$	2.1.0 Modél	isation électrothermique de composants	40 //1
	2.2	2 2 1	Thèse Sylvain Heckmann (2003)[31][32]	41 41
		2.2.1 2.2.2	These Christophe Chang $(2000)[33][34]$ 35]	<u>41</u>
		2.2.2	These Mickael Guyonnet $(2005)[36][37, 38, 39]$	44
		2.2.4	Thèse Alain Xiong $(2008)[40][41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49]$	45
		2.2.5	Thèse Adeline Déchansiaud $(2012)[50][51, 52, 53, 54]$	47
	2.3	Modél	isation comportementale	49
		2.3.1	Thèse Julie Mazeau (2007)[55][56, 57, 58]	49
		2.3.2	Thèse Florent Besombes $(2012)[59][60, 61, 62, 63, 64]$	52
	2.4	Modél	isation des effets parasites	55
		2.4.1	Thèse Charles Teyssandier $(2008)[65][66]$	55
		2.4.2	Thèse Guillaume Mouginot (2011)[67][68, 69, 70, 71, 72]	56
		2.4.3	Thèse Mustafa Avcu $(2014)[73][74, 75, 76, 77, 78]$	59
		2.4.4	Thèse Nandha Kumar Subramani (2017)[79][80, 81, 82, 83,	
			$84, 85, 86] \ldots \ldots$	60
		2.4.5	Thèse Mohamed Bouslama (en cours) $[87, 88, 89, 90, 86, 91]$	63
		2.4.6	Thèse Anass Jakani (en cours)	63
		2.4.7	Thèse Kushboo Sharma (en cours)	63
	2.5	Modél	isation thermo-mécanique	63
		2.5.1	Thèse Mountakha Dieng $(2014)[92][93, 94]$	63
3	Arti	cles pri	ncipaux sur les thématiques abordées	67
	3.1	Full In	nplementation of an Implicit Nonlinear Model with Memory	
		in an l	Harmonic Balance software[95]	67
	3.2	Model	Order Reduction of Linear and Nonlinear 3D Thermal Finite-	
		Eleme	nt Description of Microwave Devices for Circuit Analysis[96] .	71
	3.3	Behav	ioral Thermal Modeling for Microwave Power Amplifier Design[56	6] 86

Thermal Modeling and measurements of AlGaN/GaN HEMTs in-
cluding thermal boundary resistance[70]
A microwave modeling oxymoron[97]
Identification of GaN Buffer Traps in Microwave Power $AlGaN/GaN$
HEMTs Through Low Frequency S-Parameters Measurements and
TCAD-Based Physical Device Simulations[85]

Projets et perspectives

129

4	Proj	jets et	perspectives de recherche	131
	4.1	Les er	jeux de demain?	131
	4.2	Projet	s dans le domaine de la mesure thermique	134
		4.2.1	Développement et amélioration du Banc de mesures 3ω	134
		4.2.2	Développement d'une solution de mesure par thermoréflec-	
			tance transitoire	137
		4.2.3	Modélisation thermique nanométrique	140
	4.3	Projet	s dans le domaine de la simulation multiphysiques	141
		4.3.1	Projet ANR EMIPERO (2019-2022)	141
		4.3.2	Simulations physiques et mesures sur des transistors de tech-	
			nologie HEMT GaN pour des applications de RF de puissance	e143
		4.3.3	Modélisation non linéaire de diodes Schottky pour des cir-	
			cuits optimisés au THz (Dépot projet ANR : TeraMogadisho))144
		4.3.4	Développement d'une ligne pilote pour l'intégration de l'élec-	
			tronique 3D (SMART3)	149
		4.3.5	Modélisation multiphysiques Electromagnétique et thermo-	
			mécanique	153
			1	
С	onclu	sion		155

D ·		•				•
к	h	10	OF	21	nh	10
D	U	IU	21	a	JII	IC
			0		-	

157

Table des figures

2.1.1	Réduction d'ordre de modèles thermiques	34
2.1.2	Simulation globale dans le cadre de la plateforme intégrée GASP .	36
2.1.3	Modèle de diode PIN et Limiteur bande S	38
2.1.4	Comparaison mesures/modèle à droite et spectre à gauche pour	
	$PE = 40 dBm \dots \dots$	39
2.1.5	Principe d'un STO à aimantation planaire	40
2.2.1	pHEMT AsGa 1680	43
2.2.2	Répartition des températures et couplage thermique	43
2.2.3	Coupe transversale des doigts du transistor pHEMT AsGa 1680	44
2.2.4	Mesures et modèle de l'impédance thermique sur HBT (modèle	
	distribué)	46
2.2.5	Principe de la cellule cascode cascode intégrée	48
2.2.6	Layout final de l'amplificateur 2W	48
2.3.1	Topologie du modèle comportemental	50
2.3.2	Description du modèle	50
2.3.3	Température pour divers Pin et Puissance de sortie en fonction du	
	temps	51
2.3.4	Modèle électrothermique à mémoire	53
2.3.5	Modèle Electrothermique	53
2.3.6	Amplitude de la puissance de sortie	54
2.3.7	Dérive de phase	54
2.4.1	Modèle électrothermique distribué par doigts	56
2.4.2	Mesures pulsées en fonction de la température	57
2.4.3	RON et IDSS en fonction de la température	57
2.4.4	Mesure pulsées en fonction de la puissance	58
2.4.6	Température et résistance thermique	58
2.4.5	RON et IDSS en fonction de la puissance	59
2.4.7	Banc de mesure 3ω	60
2.4.8	Comparaison du module mesures/modèle. Comparaison de la phase	
	$mesures/modèle \dots \dots$	60

2.4.9	(a) Comparaison entre simulations (symboles) et mesures (lignes) de la partie imaginaire du paramètre Y22, TChuck variant de 25° C à 100°C (b) Tracá d'Ambenius correspondent aux relavés
	des maxima 62
251	Modèle EF d'un CSP AsGa 65
2.5.2	Contraintes sur les billes d'un CSP AsGa
4.2.1	Courbes I(V) du transistor HEMT
4.2.2	Décomposition harmonique du banc de mesure
4.2.3	Partie réelle et imaginaire de Zth en fonction de la fréquence 136
4.2.4	Coupe d'un transistor HEMT GaN
4.3.1	Evolution du marché des objets communicants
4.3.2	Enjeux du FOWLP
4.3.3	Simulation EM/thermomécanique

Introduction

Il est maintenant évident que le développement des technologies de l'information constitue l'un des éléments clés de la croissance de notre société. Ce développement est caractérisé par deux aspects qui sont la mobilité et la transmission de données multimédia en temps réel. L'enjeu qui se présente à nous est donc de concevoir les systèmes de télécommunication du XXIème siècle.

Il doit faire face à des défis d'ordre technique comme :

- la réduction de la taille des dispositifs évoluant vers leurs caractéristiques ultimes
- la densification et l'intégration massive des circuits conduisant à la notion de volume électronique actif
- l'utilisation intensive du spectre Hertzien conduisant à la montée en fréquence des systèmes atteignant les gammes de longueurs d'ondes millimétriques, submillimétriques et optiques
- l'augmentation des débits d'information conduisant à des schémas de modulations complexes
- l'émergence de dispositifs basés sur l'utilisation de technologies mixtes électronique, optique, mécanique conduisant à la réalisation de microsystèmes.

Les défis seront aussi d'ordre économique nécessitant :

- une stimulation du marché par une innovation constante conduisant à une faible durée de vie des produits
- des délais de mise sur le marché très faibles

Introduction

Face à ces défis, la mise au point des nouveaux systèmes implique de réaliser des efforts de recherche significatifs. L'activité de conception des circuits va donc devoir elle aussi évoluer et répondre à des défis qui lui seront propres. Elle devra évoluer d'une logique de conception fractionnée, dans laquelle l'influence des phénomènes et paramètres de nature différente (électrique, électromagnétique, thermique, technologique, ...) déterminant le fonctionnement d'un dispositif, est abordée de façon plus ou moins indépendante, vers une logique de conception globale intégrant de façon cohérente tous ces phénomènes. Elle devra également présenter un caractère encore plus prédictif de façon à limiter les étapes successives de prototypage et de caractérisation associée que l'on a pu connaître par le passé.

Le choix d'un outil de modélisation de circuit résulte d'un compromis entre, d'une part, le réalisme et donc l'intérêt des résultats obtenus et d'autre part, l'efficacité et donc le coût d'exploitation du modèle.

Dans ce contexte, le challenge aujourd'hui en cours, en termes d'amélioration significative du caractère prédictif des logiciels de conception de circuit, réside dans l'interaction de simulateurs basés sur une approche physique avec la simulation circuit ou système. Par approche physique, nous entendons une approche basée sur une description précise à l'échelle locale des phénomènes mis en jeu dans le fonctionnement du dispositif, étendue à l'ensemble ou à une partie suffisamment réaliste du circuit. Les efforts de recherche ne peuvent être menés au sein d'un seul laboratoire, fut-il très important. En effet, les quantités de connaissances et les expertises à mettre en œuvre dans les domaines concernés sont très vastes. Elles ont trait aux comportements des composants circuits et systèmes dans les domaines de :

- la physique des composants électronique et optoélectronique
- L'électromagnétisme des composants, circuits, antennes et interconnexions
- La thermique des circuits
- Les aspects thermo-mécanique du packaging
- La réalisation des fonctions de modulation et de transmission

Cette approche est celle dans laquelle je me suis inscrit au sein du laboratoire XLIM depuis plusieurs années. Elle est relativement différente des approches habituelles des circuits micro-ondes. Elle consiste, en effet, à concevoir des outils intégrant les fonctionnalités de simulation système, de simulation circuit et de simulation composant tout en mélangeant de façon intime les équations de transport dans les semi-conducteurs, les équations de la chaleur, ainsi que la résolution des équations de circuits. Cette approche est à la fois multi-physique et multi-échelles.

Synthèse des activités de recherche

« L'imprévisible est dans la nature même de l'entreprise scientifique. Si ce qu'on va trouver est vraiment nouveau, alors c'est par définition quelque chose d'inconnu à l'avance. »"

(François Jacob)

Chapitre 1 Curriculum Vitæ

1.1 État civil

Sommet Raphaël Date et lieu de naissance : 9 janvier 1967 à Firminy (42) Nationalité : Française Situation de famille : Marié, 3 enfants

Informations professionnelles
Fonctions : Chargé de Recherches au CNRS, depuis le 1er octobre 1997
Etablissement actuel : XLIM UMR N 7252,
Campus Universitaire de Brive
16, Rue Jules Vallès
19100 BRIVE LA GAILLARDE

 $\begin{array}{l} \textbf{E-mail}: raphael.sommet@xlim.fr\\ \textbf{Tél}: +33555864820 \end{array}$

1.2 Formation

1993-1996 : **Doctorat de l'Université de Limoges**, Mention : Très honorable avec les félicitations du jury

Sujet : Intégration d'un modèle physique de transistor bipolaire à hétérojonction dans l'environnement de la C.A.O non linéaire des circuits monolithiques microondes.

Directeur : Professeur Raymond Quéré

1991-1992 : Ecole Normale Supérieure de Cachan (4eme année)

D.E.A. d'Electronique de l'Université de Limoges, Mention : Bien, Rang : 1er

Stage : Simulation multifréquence d'oscillateur en régime de sous-synchronisation

1990-1991 : Ecole Normale Supérieure de Cachan (3eme année) Agrégé de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan en Sciences Physiques, option Physique Appliquée, Rang : 12

1989-1990 : Ecole Normale Supérieure de Cachan (2eme année) Maîtrise d'Electronique, Electrotechnique, Automatique, option Electronique et Electrotechnique de l'Université de Paris XI (Orsay), Mention : Bien

1988-1989 : Ecole Normale Supérieure de Cachan (1ere année) Licence d'Electronique, Electrotechnique, Automatique de l'Université de Paris XI (Orsay), Mention : Assez Bien

1987-1988 : Mathématique Spéciale P
'(5/2)au lycée Claude Fauriel de Saint-Etienne

1986-1987 : Mathématique Spéciale P
'(3/2)au lycée Claude Fauriel de Saint-Etienne

1985-1986 : Mathématique Supérieure au lycée Claude Fauriel de Saint-Etienne

Baccalauréat série E au lycée Jacob Holtzer à Firminy (42), Mention : Assez Bien

1.3 Expérience postdoctorale & situation actuelle

1996-1997 : ATER Université de Limoges.

Depuis le 1er octobre 1997, chargé de recherche au CNRS section 8 à XLIM.

Aujourd'hui je fais partie de l'axe Système RF et de l'équipe C2SNL. Les aspects multiphysiques de mon travail font que je collabore fréquemment avec d'autres équipes d'XLIM.

1.4 Activités d'enseignement

Je pratique l'enseignement depuis de nombreuses années. En effet, ma formation d'agrégé de sciences physiques, option physiques appliquées de l'ENS Cachan m'a permis d'enseigner dès mes années de thèse en monitorat pour l'université de Limoges et en cours du soir pour le CNAM à Brive la Gaillarde. Etant chercheur au CNRS depuis 1997, je ne pratique cependant pas l'enseignement de manière intensive mais plus à la demande des composantes de l'université de Limoges ou locales (IUT GEII ou lycée Cabanis à Brive). Les horaires ne dépassent en généralement pas 40h par an.

Les matières que j'ai enseignées ont été assez diverses

- Physique du composant (niveau DUT GEII)
- Modélisation et Simulation de composants (Master électronique Limoges)
- Modélisation thermique (Master électronique Limoges)
- Mathématiques (niveau DUT GEII)
- Programmation (niveau DUT GEII)
- Mathématique du signal (niveau DUT GEII)
- Programmation d'algorithme sous l'environnement SCILAB (niveau DUT GEII)
- Préparation de l'oral des concours en classe CPGE TSI depuis plus de 10 ans.

1.5 Activités d'encadrement scientifique

1.5.1 Co-encadrements de thèses

Le co-encadrement de travaux de thèse a débuté pour ma part en 1997 à l'issu de mon recrutement au CNRS sur des travaux de modélisation physique de transistors à base de SiC, étant spécialiste du domaine de la simulation physique.

J'ai ensuite initié à partir des années 2000 au sein du laboratoire XLIM la modélisation thermique fine ainsi que la réduction d'ordre des modèles thermiques pour la simulation circuit et système. Nous avons dès lors abordé les premières modélisations électrothermiques. Je n'ai plus quitté ce domaine de recherche. Cependant, si la simulation thermique est plus que présente dans mes travaux de recherche actuels, la simulation physique des composants n'a jamais été bien loin non plus. En effet depuis quelques années, de gros efforts ont été réalisés pour la compréhension des phénomènes de pièges et autres effets parasites dans les HEMT GaN avec les thèses de Nanda Kumar Subramani ainsi que les thèses en cours de Mohamed Bouslama et de Kushboo Sharma.

Delphine Siriex : [1]

Titre de la thèse : Modélisation non linéaire des MESFETS sur carbure de silicium pour l'amplification de puissance micro-ondes, soutenue le 28 janvier 2000

David Lopez : [4]

Titre de la thèse : Intégration d'un modèle thermique de transistor bipolaire à hétérojonction issu de simulations thermiques Tridimensionnelle dans un environnement de simulation circuit, soutenue le 11 mars 2002

Sylvain Heckmann : [31]

Titre de la thèse : Contribution au développement d'une filière de transistors bipolaires à hétérojonction de très forte puissance en bandes L et S pour applications de télécommunications civiles et radar, soutenue le 20 octobre 2003

Christophe Chang : [33]

Titre de la thèse : Amélioration de modèles électrothermiques de composants de puissance de type TBH ou pHEMT et application à la conception optimale de modules actifs pour les radars, soutenue le 2 mai 2004

Zoheir Riah : [12]

Titre de la thèse : Plate-forme SCILAB de simulation intégrée circuits/composants, soutenue le 8 février 2005

Mickael Guyonnet : [36]

Titre de la thèse : Modélisation électrothermique non linéaire de transistors LD-MOS de puissance : application à la détermination de règles d'échelle, soutenue le 25 mars 2005

Emmanuel Gatard :[18]

Titre de la thèse : Analyse des phénomènes physiques dans les diodes p-i-n : contribution à la modélisation électrothermique pour les applications de puissance RF et hyperfréquences, soutenue le 4 décembre 2006

Dorothée Muller : [26] Titre de la thèse : Optimisation des potentialités d'un transistor LDMOS pour l'intégration d'amplificateur de puissance RF sur silicium, soutenue le 12 octobre 2006

Julie Mazeau : [55]

Titre de la thèse : Modélisation électrothermique comportementale dynamique d'amplificateurs de puissance microondes pour les applications radars, soutenue le 2007

Charles Teyssandier : [65]

Titre de la thèse : Contribution à la modélisation non-linéaire de transistors de puissance HEMT Pseudomorphiques sur substrat AsGa : analyse des effets parasites, soutenue le 6 mars 2008

Alain Xiong : [40]

Titre de la thèse : Modélisation électrothermique distribuée de TBH et lois d'échelle pour application RF de puissance, soutenue le 15 décembre 2008

Guillaume Mouginot : [67]

Titre de la thèse : Potentialités des transistors HEMTs AlGaN/GaN pour l'amplification large bande de fréquence : Effets limitatifs et modélisation, soutenue le 18 mars 2011

Florent Besombes : [59]

Titre de la thèse : Modélisation électrothermique comportementale d'amplificateurs de puissance microondes pour les applications Radars à bande étroite, soutenue le 20 avril 2012

Adeline Déchansiaud : [50]

Titre de la thèse : Conception, modélisation et caractérisation de cellules de puissance innovantes en technologie MMIC pour des applications spatiales, soutenue le 29 novembre 2012

Mounthaka Dieng : [92]

Titre de la thèse : Evaluation des contraintes thermo-mécaniques dans un packaging plastique pour l'environnement spatial, soutenue le 13 février 2014

Mustafa Avcu : [73]

Titre de la thèse : Caractérisation des effets parasites dans les HEMTs GaN : développement d'un banc de mesure 3 oméga , soutenue le 17 novembre 2014

Ousmane Sow : (thèse non soutenue par le candidat)

Titre de la thèse : Analyse et modélisation des Oscillateurs à Transfert de Spin (STO)

Nanda Kumar : [79]

Titre de la thèse : Physics-Based TCAD Device Simulations and Measurements of GaN HEMT Technology for RF power Amplifier Applications, soutenue le 16 novembre 2017

Mohamed Bouslama : thèse en cours 3eme année : Simulation et mesures d'effets parasites basse fréquence dans les transistors HEMT GaN

Anass Jakani : thèse en cours 1ère année : mise en place du banc de thermoréflectance

Kushboo Sharmaa : thèse en cours 1ère année : Caractérisation et modélisation des HEMT : Vers un modèle physique analytique intégral en simulation circuit

1.5.2 Autres encadrements sans thèse

Amhad Zakaria : Simulation électrothermique de HBT de puissance (2008), Stage de Master Université de Limoges

Rabih Barake : Analyses thermiques pour des structures complexes avec des méthodes analytiques (2009), Stage de Master Université de Limoges

Dekort Romain : Etude et validation d'un logiciel de pré-dimensionnement thermique (2010), Licence Pro IUT GEII

Naoual Neknafi : *Méthodes de réduction d'ordre* (2011), Stage de Master (mathématique et informatique) Université de Limoges

Jarvis Loh : Thermal boundary resistance GaN/SiC (2011), student from Nanyang Technological University (NTU), CINTRA(CNRS)

1.5.3 Autres activités scientifiques

« Reviewer » de conférences internationales INMMIC, EuMW

« Reviewer » Transactions on Microwave Theory and Techniques, Physical review B, ...

Participation au Conseil Scientifique XLIM2.0 2015, 2016

Expertise ANR 2019

Conseil Scientifique plateforme PLATINOM XLIM 2019

Membre du Comité d'Animation Scientifique pour l'Interdisciplinarité d'XLIM (CASI) 2019

1.6 Publications scientifiques

1.6.1 Synthèse des publications

Revues internationales à comité de lecture	21
Communication dans un congrès international à comité de lecture	
Communication dans un congrès national	
Conférences invitées	8
Chapitre d'ouvrage	2

1.6.2 Revues à comité de lecture

- Mohamed Bouslama, Vincent Gillet, Christophe Chang, Christophe Nallatamby, Raphaël Sommet, et al.. Dynamic Performance and Characterization of Traps Using Different Measurements Techniques for the New AlGaN/GaN HEMT of 0.15-µm Ultrashort Gate Length. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2019, pp.1-8. (10.1109/TMTT.2019.2907540) (hal-02141154)[89]
- Nandha Kumar Subramani, Julien Couvidat, Ahmad Al Hajjar, Jean-Christophe Nallatamby, Raphaël Sommet, et al.. Identification of GaN Buffer Traps in Microwave Power AlGaN/GaN HEMTs Through Low Frequency S-Parameters Measurements and TCAD-Based Physical Device Simulations. IEEE Journal of the Electron Devices Society, IEEE Electron Devices Society, 2017, 5 (3), pp.175 - 181. (10.1109/JEDS.2017.2672685). (hal-01661741)[85]
- 3. N. K. Subramani, A. K. Sahoo, Jean-Christophe Nallatamby, R. Sommet, N. Rolland, et al., Characterization of Parasitic Resistances of AlN/GaN/AlGaN HEMTs Through TCAD-Based Device Simulations and On-Wafer Measurements. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2016, 64 (5), pp.1351-1358. (10.1109/TMTT.2016.2549528). (hal-01394908)[82]
- 4. Jean-Christophe Nallatamby, Raphaël Sommet, Sylvain Laurent, Michel Prigent, Raymond Quéré, et al.. A Microwave Modeling Oxymoron? : Low-Frequency

Measurements for Microwave Device Modeling.. Microwave Magazine, IEEE, 2014. (hal-01285688)[98]

- Adeline Déchansiaud, Raphaël Sommet, Tibault Reveyrand, D. Bouw, C. Chang, et al.. Design, modeling and characterization of MMIC integrated cascode cell for compact Ku-band power amplifiers. International Journal of Microwave and Wireless Technologies, Cambridge University Press/European Microwave Association 2013, 5 (3), pp.261-269. (10.1017/S1759078713000482). (hal-00917712)[51]
- Raphaël Sommet, Guillaume Mouginot, Raymond Quéré, Z. Ouarch, M. Camiade. Thermal modeling and measurements of AlGaN/GaN HEMTs including thermal boundary resistance. Microelectronics Journal, Elsevier, 2012, 43 (9), pp.611-617. (10.1016/j.mejo.2011.07.009). (hal-00917706)[99]
- Mustafa Avcu, Raphaël Sommet, Jean-Pierre Teyssier, Guillaume Callet, Abdelkader El Rafei, et al.. Measurement of thermal impedance of GaN HEMTs using 3 omega method. Electronics Letters, IET, 2012, 48 (12), pp.708-710. (10.1049/el.2012.0979). (hal-00917677)[74]
- Alaa Saleh, Abdelkader El Rafei, Mountakha Dieng, Tibault Reveyrand, Raphaël Sommet, et al.. Compact RF non-linear electro thermal model of SiGe HBT for the design of broadband ADC's. International Journal of Microwave and Wireless Technologies, Cambridge University Press/European Microwave Association 2012, 4 (6), pp.569-578. (10.1017/S1759078712000566). (hal-00917698)[94]
- Abdelkader El Rafei, Alaa Saleh, Raphaël Sommet, Jean-Michel Nebus, Raymond Quéré. Experimental Characterization and Modeling of the Thermal Behavior of SiGe HBTs. IEEE Transactions on Electron Devices, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2012, 59, pp.1921 - 1927. (10.1109/TED.2012.2196765). (hal-00917684)[100]
- Abdelkader El Rafei, Raymond Quéré, Raphaël Sommet. Electrical Measurement of the Thermal Impedance of Bipolar Transistors. IEEE Electron Device Letters, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2010, 31 (9), pp.939-941. (10.1109/LED.2010.2052232). (hal-00606398)[101]
- Raphaël Sommet, Antonio Augusto Lisboa de Souza, Alain Xiong, Raymond Quéré. Dual approach for bipolar transistor thermal impedance determination. Microelectronics Journal, Elsevier, 2010, 41 (9), pp.554-559. (10.1016/j.mejo.2010.04.008). (hal-00606384)[43]
- 12. Florent Besombes, Raphaël Sommet, Julie Mazeau, Edouard Ngoya, Jean-Paul Martinaud. Implementation of electrothermal system-level model for RF power amplifiers in Scilab/Scicos environment. International Journal of Microwave and Wireless Technologies, Cambridge University Press/European

Microwave Association 2010, 1 (Special issue 6), pp.489-495. (10.1017/S1759078709990602). (hal-00623875)[62]

- M. Quinsat, Daria Gusakova, J.F Sierra, J.P. Michel, Dimitri Houssameddine, et al.. Amplitude and phase noise of magnetic tunnel junction oscillators. Applied Physics Letters, American Institute of Physics, 2010, 97 (182507 (2010)), 3 p. (10.1063/1.3506901). (hal-00703948)[102]
- Emmanuel Gatard, Raphaël Sommet, Philippe Bouysse, Raymond Quéré. An Improved Physics-based Formulation of the microwave p-i-n Diode Impedance.. Microwave and Wireless Components Letters., 2007, Volume 17, pp. 211-213. (hal-00198560)[103]
- D. Muller, A. Giry, F. Judong, C. Rossato, F. Blanchet, et al.. High Performance 15-V Novel LDMOS Transistor Architecture in a 0.25µm BiCMOS Process for RF Power Applications.. IEEE Transactions on Electron Devices, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2007, 54, pp.861 868. (hal-00198576)[104]
- 16. J. Mazeau, R. Sommet, D. Caban-Chastas, Emmanuel Gatard, R. Quere, et al.. Behavioral Thermal Modeling for Microwave Power Amplifier Design. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2007, 55 (11), pp.2290-2297. (10.1109/TMTT.2007.907715).(hal-01450410)[56]
- Raphaël Sommet, Christophe Chang, Raymond Quéré, Philippe Dueme. Model order reduction of linear and nonlinear 3D thermal finite-element description of microwave devices for circuit analysis. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Wiley, 2005, 15 (5), pp.398--411. (hal-01279374)[96]
- Sylvain Heckmann, Raphaël Sommet, Jean-Michel Nebus, Jean-Claude Jacquet, Didier Floriot, et al.. Characterization and modeling of bias dependent breakdown and self-heating in GaInP/GaAs power HBT to improve high power amplifier design. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2002, 50 (12), pp.2811-2819. (hal-01279572)[105]
- Raphaël Sommet, Edouard Ngoya. Full implementation of implicit nonlinear model with memory in harmonic balance software. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 1997, 7 (6), pp.153 - 155. (10.1109/75.585199). (hal-00924438)[106]
- 20. Edouard Ngoya, Raphaël Sommet, Raymond Quéré, Almudena Suárez. Steady state analysis of free or forced oscillators by harmonic balance and stability investigation of periodic and quasiperiodic regimes. International Journal of

Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering, John Wiley & Sons, 1995, pp.210-223. (10.1002/mmce.4570050308). (hal-00924434)[107]

 Almudena Suárez, J.C. Sarkissian, Raphaël Sommet, Edouard Ngoya, Raymond Quéré. Stability analysis of analog frequency dividers in the quasiperiodic regime. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 1994, 4 (5), pp.138 - 140. (10.1109/75.289517).(hal-00924452)[108]

1.6.3 Conférences invitées

- 1. R. Quere, O. Jardel, R. Sommet, S. Piotrowicz, and J.-P. Teyssier, "Self heating and trap characterization and simulation for large signal GaN transistors modeling," presented at the IMS 2015, Phoenix, 2015.[109]
- R. Quere, R. Sommet, P. Bouysse, T. Reveyrand, D. Barataud, J.-P. Teyssier, and J.-M. Nebus, "Low Frequency Parasitic Effects in RF Transistors and their Impact on Power Amplifier Performances," presented at the IEEE Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), Cocoa Beach Floride, United States, 2012, pp. 1–5.[110]
- R. Quere, O. Jardel, A. Xiong, M. Oualli, T. Reveyrand, J.-P. Teyssier, R. Sommet, J. C. Jacquet, and S. Piotrowicz, "Nonlinear characterization and modeling of low frequency dispersive effects in power transistors," presented at the IMS 2009 Workshop, WMB, Boston Massachusetts, United States, 2009, p. Inconnu.[41]
- 4. R. Sommet, "From 3D Thermal Simulation to the Thermal Model Integration into Circuit Simulator," presented at the TARGET Winter School, 2005.[111]
- 5. R. Sommet, "Implementation via a Model Order Reduction technique of physics-based non-linear thermal models for global CAD," Paris, France, 2005.[112]
- J. C. Nallatamby, R. Sommet, M. Prigent, and J. Obregon, "Coherent Tools for Physics-Based Simulation and Characterization of Noise in Semiconductor devices oriented to Nonlinear Microwave Circuit CAD," presented at the SPIE-2004 - invited paper, 2004.[113]
- R. Quere, M. Campovecchio, J. Rousset, R. Sommet, E. Ngoya, and J. Obregon, "Evolution des techniques de conception des circuits RF et microondes : intégration et expertise," Arcachon, 1999. [114]
- 8. M. Campovecchio, R. Sommet, R. Quere, and J. Obregon, "Electro-thermal modelling of semi-conductor devices for nonlinear microwave and RF C.A.D.,"

presented at the IEEE MTT-Symposium : Workshop on nonlinear CAD - Denver - invited paper, 1997.[115]

1.6.4 Colloques internationaux à comité de lecture

- Raphaël Sommet, Jean-Christophe Nallatamby, Sébastien Mons, Edouard Ngoya. Thermal Modeling Methodology of RF Power Devices to Improve System Level Simulations. 14th European Microwave Microwave Conference, Sep 2019, Paris, France. (hal-02422398)
- Raphaël Sommet, Jean-Christophe Nallatamby, Edouard Ngoya, Sébastien Mons. Model Order Reduction for thermal FE Analysis and global electrothermal approach. IMAPS 14 th Workshop on Thermal Management 2019, Feb 2019, LA ROCHELLE, France. (hal-02141267)[116]
- Mohamed Bouslama, Raphaël Sommet, Jean-Christophe Nallatamby. Characterization of Different Technologies of GaN HEMTs of 0,15 μm Ultra-Short Gate Length : Identification of Traps Using TCAD Based 2D Physicsbased Simulation. 2019 14th European Microwave Microwave Conference, Oct 2019, PARIS, France. (hal-02141233)[91]
- 4. Nandha Kumar Subramani, Mohamed Bouslama, Raphaël Sommet, Jean-Christophe Nallatamby. Time Domain Drain Lag Measurement and TCAD based Device Simulations of AlGaN/GaN HEMT : Investigation of Physical Mechanism. 2019 14 th European Microwave Conference, Oct 2019, PARIS, France. ⟨hal-02141245⟩[86]
- 5. Karima Mohamad Ali, Raphaël Sommet, Sébastien Mons, Edouard Ngoya. Behavioral Electro-thermal Modeling of Power Amplifier for System-Level Design. INMMIC : The International Workshop On Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits, Jul 2018, Brive la Gaillarde, France. (hal-01838045)[117]
- Mohamed Bouslama, Julien Couvidat, Ahmad Al Hajjar, Raphaël Sommet, Jean-Christophe Nallatamby. Novel AlN/GaN HEMT Electrical Model including Trapping Effects. INMMIC 2018 : International Workshop On Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits, Jul 2018, Brive la Gaillarde, France. (hal-01837070)[88]
- Raphaël Sommet. Thermal simulation modeling and measurements of GaN transistors. IMAPS, 13th European Advanced Technology Workshop on Micropackaging and Thermal management, Feb 2018, La Rochelle, France. (hal-01838301)[118]
- Mohamed Bouslama, Ahmad Al Hajjar, Raphaël Sommet, Farid Medjdoub, Jean-Christophe Nallatamby. Characterization and Electrical Modeling Including Trapping Effects of AIN/GaN HEMT 4×50µm on Silicon Substrate.
2018 13th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), Sep 2018, Madrid, France. pp.333-336, $\langle 10.23919/EuMIC.2018.8539941 \rangle$. $\langle hal-02356757 \rangle$ [87]

- 9. A.K. Sahoo, N.K. Subramani, Jean-Christophe Nallatamby, Raphaël Sommet, R Quéré, et al.. Thermal Analysis of AlN/GaN/AlGaN HEMTs grown on Si and SiC Substrate through TCAD Simulations and Measurements. Proceedings of the 46st European Microwave Conference, EuMW 2016, 2016, London, UK, United Kingdom. pp. (hal-01395028)[81]
- N. K. Subramani, A. K. Sahoo, Jean-Christophe Nallatamby, R. Sommet, R. Quere. Systematic study of traps in AlN/GaN/AlGaN HEMTs on SiC substrate by numerical TCAD simulation. 2016 12th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), Jun 2016, Lisbon, Portugal. pp.1-4, (10.1109/PRIME.2016.7519485). (hal-01394909)[84]
- 11. Nandha Kumar Subramani, Jean-Christophe Nallatamby, Amit Kumar Sahoo, Raphaël Sommet, Raymond Quere, et al.. A physics based analytical model and numerical simulation for current-voltage characteristics of microwave power AlGaN/GaN HEMT. 2016 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC), Dec 2016, New Delhi, France. (10.1109/IMaRC.2016.7939610). (hal-01935799)[83]
- Mustafa Avcu, Raphaël Sommet, Raymond Quéré. Influence of parasitic effects of the "3\omega" measurement setup to improve the determination of GaN HEMTs thermal impedance. 2014 9th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), Oct 2014, ROME, Italy. pp.9--12, (10.1109/Eu-MIC.2014.6997778). (hal-01288434) [78]
- Mustafa Avcu, Raphaël Sommet, Guillaume Callet, Jean-Pierre Teyssier, Raymond Quéré. Understanding parasitic effects to improve the 3\omega measurement of GaN HEMTs thermal impedance. IEEE Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (ITherm), May 2014, ORLANDO, United States. pp.942-946, (10.1109/ITHERM.2014.6892383). (hal-01287697)[77]
- Adeline Déchansiaud, Raphaël Sommet, Tibault Reveyrand, Raymond Quéré, D. Bouw, et al.. Design of an Integrated Cascode Cell for Compact Ku-Band Power Amplifiers.. Proceedings of the 42st European Microwave Conference, EuMW 2012, Oct 2012, Amsterdam, Norway. pp.1091 - 1094. (hal-00757725)[52]
- 15. Florent Besombes, Edouard Ngoya, Julie Mazeau, Raphaël Sommet, Sébastien Mons, et al.. Electrothermal behavioral model identification and validation from time domain load pull measurement of a RF power amplifier. Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S Internatio-

nal, Jun 2012, Montreal, Canada. pp.1-3, (10.1109/MWSYM.2012.6259489). (hal-00917806)[119]

- 16. Mustafa Avcu, Raphaël Sommet. Measurement of the thermal impedance of GaN HEMTs using "the 30mega method". Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC), 2012 18th International Workshop on, Sep 2012, Busapest, France. pp.1-4. (hal-00917819)[75]
- Mountakha Dieng, Abdelkader El Rafei, Raphaël Sommet, Raymond Quéré. Electro-thermal modeling and measurements of SiGe HBTs. Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC), 2012 18th International Workshop on, Sep 2012, Budapest, France. pp.1-4. (hal-00917827)[93]
- Adeline Déchansiaud, Raphaël Sommet, Tibault Reveyrand, Raymond Quéré, C. Chang, et al.. New compact power cells for Ku band applications. Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMIC 2011), Apr 2011, Vienne, Austria. pp.41-44, (10.1109/INMMIC.2011.5773317). (hal-00700371)[54]
- Florent Besombes, J. Mazeau, Jean-Paul Martinaud, Y. Mancuso, Raphaël Sommet, et al.. Electro-thermal Behavioral Modeling of RF Power Amplifier taking into account Load-pull Effects for Narrow Band Radar Application. Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2011 European, Oct 2011, Manchester, United Kingdom. pp.264-267. (hal-00701129) [120]
- Raphaël Sommet, Guillaume Mouginot, Raymond Quéré, Z. Ouarch, S. Heckmann, et al.. Thermal modeling and measurements of AlGaN/GaN HEMTs including Thermal Boundary Resistance. Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC), 2010 16th International Workshop on, Oct 2010, Barcelona, Spain. pp.1-5. (hal-00917787) [71]
- Raphaël Sommet, A.A.L. de Souza, Alain Xiong, Juan Obregon, Jean-Christophe Nallatamby, et al.. On The Determination of the Thermal Impedance of Microwave Bipolar Transistors, Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (ITherm), 2010 The Twelveth Intersociety Conference, Jun 2010, Las Vegas, United States. pp.1 - 8, (10.1109/ITHERM.2010.5501346). (hal-00623728)[121]
- 22. Guillaume Mouginot, Raphaël Sommet, Raymond Quéré, Z. Ouarch, S. Heckmann, et al.. Thermal and trapping phenomena assessment on AlGaN/GaN microwave power transistor. Microwave Integrated Circuits Conference (Eu-MIC), 2010 European, Sep 2010, Paris, France. pp.110 - 113. (hal-00917733)[68]
- 23. A. Xiong, Raphaël Sommet, A.A.L. de Souza, R. Quere. Dual approach for HBT thermal impedance. 2008 14th International Workshop on Thermal Inveatigation of ICs and Systems (THERMINIC), Sep 2008, Rome, Italy. pp.190-194, (10.1109/THERMINIC.2008.4669906). (hal-02358985)[46]

- 24. A. Xiong, Raphaël Sommet, O. Jardel, T. Gasseling, A.A.Lisboa de Souza, et al.. An Electrothermal Model of High Power HBTs for High Efficiency L/S Band Amplifiers. 2008 European Microwave Integrated Circuit Conference (EuMIC), Oct 2008, Amsterdam, Netherlands. pp.318-321, (10.1109/EMICC.2008.4772293). (hal-02359013)[45]
- S.Rochette, J.F. Villemazet, C. Drevon, J.L. Cazaux, N. Le Gallou, L. Favede, et al.. Spaceborne L Band High Efficiency 65W SSPA Demonstrator for Navigation and Radar Applications. ESA Microwave Technology and Techniques Workshop, 2008, Amsterdam, Netherlands. (hal-02359117)[42]
- A. Xiong, R. Sommet, A. Souza, R. Quéré. Thermal Modelling of Microwave Bipolar Transistor from 3D finite Element Simulation. ESA, ESA, 2008, Amsterdam, Netherlands. (hal-02359128)[47]
- 27. Charles Teyssandier, Christophe Chang, Eric Leclerc, Bernard Carnez, Fabien de Groote, et al.. Characterization and Modeling of Impact Ionization Effects on Small and Large Signal Characteristics of AlGaAs/GaInAs/GaAs PHEMTs. 2008 European Microwave Integrated Circuit Conference (Eu-MIC), 2008, Unknown, Unknown Region. pp.119--122. (hal-01279570)[66]
- 28. J.P. Teyssier, Raphaël Sommet, D. Pogany, J. Kuzmik, C. Gaquiere. Thermal measurements of microwave transistors and MMICs within TARGET NoE. TARGET Days : from Ideas to Results, in the frame of the International Conference ISMOT-2007, 2007, Roma, Italy. (hal-00285318)[122]
- Julie Mazeau, Raphaël Sommet, D. Caban-Chastas, Emmanuel Gatard, Raymond Quéré. "New Electrothermal System Level Model for RF Power Amplifier.. EuMIC, Oct 2007, MUNICH, Germany. pp. 48 - 51. (hal-00196386)[58]
- Emmanuel Gatard, Raphaël Sommet, Philippe Bouysse, Raymond Quéré, M. Stanislawiak, et al.. High Power S Band Limiter Simulation with a.. EuMIC, Oct 2007, Munich, France. (hal-00196678)[123]
- 31. E. Gatard, Raphaël Sommet, R. Quere. Nonlinear Thermal Reduced Model for Power Semiconductor Devices. Thermal and Thermomechanical 10th Intersociety Conference on Phenomena in Electronics Systems, 2006. ITHERM 2006, San Diego, United States. pp.638-644, (10.1109/ITHERM.2006.1645405). (hal-02356489) [20]
- 32. Emmanuel Gatard, Philippe Bouysse, Raphaël Sommet, Raymond Quéré, Jean-Marc Bureau, et al.. A Physics-Based Nonlinear Model of Microwave P-I-N Diode for CAD. 2006 European Microwave Integrated Circuits Conference, Sep 2006, Manchester, United Kingdom. pp.285-288, (10.1109/EMICC.2006.282808). (hal-02356495)[21]
- 33. Raphaël Sommet, Raymond Quéré, Edouard Ngoya, Sébastien Mons, Jean-Christophe Nallatamby, et al.. Overview of research activities on the simula-

tion of High frequency devices, circuits and systems using the Scilab/Scicos Environment. Scilab International Conference, 2004, Rocquencourt, France. $\langle hal-01279422 \rangle [124]$

- 34. Jean Nallatamby, Raphaël Sommet, Michel Prigent, Juan Obregon. Semiconductor device and noise sources modeling : design methods and tools oriented to nonlinear H.F. oscillator CAD. Second International Symposium on Fluctuations and Noise, 2004, Maspalomas, Spain. pp.373, (10.1117/12.546325). (hal-02356458)[125]
- 35. Dorothée Muller, Alexandre Giry, Caroline Arnaud, C Arricastres, Raphaël Sommet, et al. LDMOSFET and SiGeC HBT integrated in a 0.25um BiC-MOS technology for RF-PA applications. BCTM, 2004, Unknown, Unknown Region. (hal-01279420)[29]
- 36. Raphaël Sommet, Christophe Chang, Philippe Dueme, Raymond Quéré. Electrothermal model of transistors based on finite element analysis for Radar applications. Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, 2004. ITHERM 2004. The Eighth Intersociety Conference on, 2004, Las Vegas, United States. (hal-01279419)[126]
- 37. Mickael Guyonnet, Raphaël Sommet, Raymond Quéré, Gérard Bouisse. Non-Linear Electro Thermal Model of LDMOS Power Transistor Coupled to 3D Thermal Model in a Circuit Simulator. BCTM, 2003, Unknown, Unknown Region. (hal-01279211)[127]
- 38. Raphaël Sommet, David Lopez, Raymond Quéré. From 3D thermal simulation of HBT devices to their thermal model integration into circuit simulators via Ritz vectors reduction technique. Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, 2002. ITHERM 2002. The Eighth Intersociety Conference on, 2002, San Diego, United States. pp.22--28. ⟨hal-01279264⟩[128]
- Estelle Byk, David Lopez, Dominique Baillargeat, Serge Verdeyme, Raymond Quéré, et al.. Electrothermal modeling of multi-fingered PHEMTs applying a global approach. Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International, 2002, Unknown, Unknown Region. pp.2085--2088. (hal-01279263)[5]
- Raphaël Sommet, David Lopez, Raymond Quéré. Transient Analysis of Collector Current Collapse In Power HBTs. GAAS, EUMW, 2002, Milan, Italy. (hal-01279262)[10]
- Philippe Bouysse, Denis Barataud, Raphaël Sommet, Raymond Quéré. New trends in characterization and modeling of high power RF devices. GAAS, 2001, London, United Kingdom. pp.263--266. (hal-01279779)[129]
- 42. David Lopez, Raphaël Sommet, Raymond Quéré. Spice thermal subcircuit of multifinger HBT derived from ritz vector technique of 3D thermal simu-

lation for electrothermal modelling. GAAS - Londres, 2001, London, United Kingdom. pp.207--210. (hal-01279266)[7]

- 43. Delphine Siriex, Denis Barataud, Raphaël Sommet, O Noblanc, Zineb Ouarch, et al.. Characterization and modeling of nonlinear trapping effects in power SiC MESFETs. Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International, 2000, Unknown, Unknown Region. pp.765--768 vol.2. (hal-01279780)[3]
- 44. Raphaël Sommet, David Lopez, Raymond Quéré. Electrothermal harmonic balance simulation of an InGaP/GaAs HBT based on 3D thermal and semiconductor transport models. GAAS - Paris, 2000, Paris, France. pp.516--519. (hal-01279268) [130]
- 45. Raymond Quéré, Juan Obregon, Edouard Ngoya, Raphaël Sommet. Harmonic balance Techniques allow nonlinear simulations of microwave circuits from devices to subsystems. ECCTD 99 - Stresa (Italie), 1999, Stresa, Italy. pp.333--336. (hal-01279781)[131]
- 46. Dominique Baillargeat, Emmanuel Larique, Serge Verdeyme, Michel Aubourg, Raphaël Sommet, et al.. Coupled localized and distributed elements analysis applying an electromagnetic software in the frequency domain. Microwave Symposium Digest, 1997., IEEE MTT-S International, 1997, Unknown, Unknown Region. pp.1021--1024 vol.2. (hal-01279641)[132]
- 47. Raphaël Sommet, Yves Perreal, Raymond Quéré. A direct coupling between the semiconductor equations describing a GaInP/GaAs HBT in a circuit simulator for the co-design of microwave devices and circuits. GAAS, 1997, Bologne, Unknown Region. pp.149--152. (hal-01279637)[133]
- 48. Thierry Peyretaillade, Marie Anne Perez, Sébastien Mons, Raphaël Sommet, Philippe Auxemery, et al.. A pulsed-measurement based electrothermal model of HBT with thermal stability prediction capabilities. Microwave Symposium Digest, 1997., IEEE MTT-S International, 1997, Unknown, Unknown Region. pp.1515--1518 vol.3. (hal-01279638)[134]
- Alain Mallet, Thierry Peyretaillade, Raphaël Sommet, Didier Floriot, Sylvain Delage, et al.. A design method for high efficiency class F HBT amplifiers. Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International, 1996, Unknown, Unknown Region. pp.855--858 vol.2. (hal-01279783)[135]
- 50. Raphaël Sommet, Thierry Peyretaillade, Alain Mallet, Jean-Pierre Teyssier, Raymond Quéré. A CAD electrothermal model for the nonlinear simulation of high power silicon bipolar transistor. 4 th International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimeterwave Circuits - DUISBURG, 1996, Unknown, Unknown Region. (hal-01279784) [136]
- 51. Almudena Suárez, J Morales, Edouard Ngoya, Raphaël Sommet, Raymond Quéré. Analisis mediante Balance Espectral del comportamiento Quasi-Periodico

de Osciladores y Divisores de Frecuencia. URSI - ESPAGNE - 1994, 1994, Unknown, Spain. (hal-01280057)[137]

- 52. Jean-Pierre Viaud, Raphaël Sommet, Jean-Pierre Teyssier, Didier Floriot, Raymond Quéré. Nonlinear RF caracterization and modelling of heterojonction bipolar transistors under pulsed conditions. 24 th European Microwawe Conference - CANNES, 1994, Unknown, Unknown Region. pp.1610--1615. (hal-01280055)[138]
- 53. Jean-Pierre Teyssier, Michel Campovecchio, Raphaël Sommet, Portilla Joaquin, Raymond Quéré. A pulsed S-parameters measurement setup for the nonlinear characterization of FETs and bipolar power transistors. 23rd European Microwave Conference, Sep 1993, Madrid, Spain. pp. 489-493, (10.1109/EUMA.1993.336603). (hal-01067054)[139]

1.6.5 Colloques Nationaux à comité de lecture

- Mohamed Bouslama, Christophe Chang, Raphaël Sommet, Jean-Christophe Nallatamby. Extraction de la signature des pièges sur les HEMT GaN à courte longueur de grille en utilisant deux techniques de mesures différentes. Journées Nationales Microondes 2019, May 2019, CAEN, France. (hal-02141194)[90]
- Julien Couvidat, Nandha Subramani, Ahmad Al Hajjar, Jean-Christophe Nallatamby, Raphaël Sommet, et al.. Identification de pièges dans le buffer des HEMTs AlGaN/GaN basée sur des mesures de paramètres S basse fréquence et sur des simulations physiques. 20èmes Journées Nationales Microondes, May 2017, Saint-Malo, France. (hal-01661791) [80]
- Mustafa Avcu, Raphaël Sommet, Jean-Pierre Teyssier, Raymond Quéré. Caractérisation électrique de d'impédance thermique des transistors HEMTs GaN en utilisant " la méthode 3 omega ". 18 eme Journée Nationales Microondes, May 2013, Paris, France. pp.1-3. (hal-00917723)[76]
- Adeline Déchansiaud, Raphaël Sommet, Tibault Reveyrand, C. Chang, D. Bouw, et al.. Nouvelles cellules de puissance compactes pour des applications bande Ku en technologie MMIC. 17eme Journées Nationales Micro-ondes (JNM), May 2011, Brest, France. pp.1C3. (hal-00700384)[53]
- Florent Besombes, Julie Mazeau, Raphaël Sommet, Sébastien Mons, Edouard Ngoya, et al.. Modélisation électrothermique comportementale d'amplificateur de puissance avec prise en compte de l'effet load pull pour des applications radar à bande étroite. 17èmes Journées Nationales Microondes - JNM 2011, Jun 2011, Brest, France. pp.Session 7C- Poster 9. (hal-00701139)[140]
- 6. Abdelkader El Rafei, Raphaël Sommet, Jad Faraj, Guillaume Callet, Sylvain Laurent, et al.. Caractérisation électrique de l'impédance thermique de tran-

sistors Bipolaires. 17 èmes Journées Nationales Microondes, Jun 2011, Brest, France. pp. Session 6E-Poster 44.
 $\langle hal-00701124\rangle [141]$

- 7. Florent Besombes, Raphaël Sommet, Julie Mazeau, Edouard Ngoya, Jean-Paul Martinaud. Intégration d'un modèle électrothermique comportemental d'amplificateur de puissance RF sous l'environnement ouvert simulation système SCILAB/SCICOS. 16eme Journées Nationales Microondes, 2009, Unknown, Unknown Region. (hal-01279569[63])
- Alain Xiong, Antonio Augusto Lisboa de Souza, Raphaël Sommet, Raymond Quéré, B. Barbalat. Détermination d'impédance thermique de TBH SiGe par mesures électriques basses fréquences. 15ème Journées Nationales Microondes, May 2007, TOULOUSE, France. (hal-00197202) [44]
- Julie Mazeau, Raphaël Sommet, D. Caban-Chastas, Raymond Quéré, Y. Mancuso. Modélisation électrothermique comportementale d'amplificateur de puissance pour des applications RADAR.. 15èmes Journées Nationales Microondes, May 2007, Toulouse, France. (hal-00194867)[57]
- Emmanuel Gatard, Philippe Bouysse, Raphaël Sommet, Raymond Quéré, M. Stanislawiak, et al.. Simulation d'un limiteur bande S forte puissance a l'aide d'un nouveau modèle non-linéaire de diodes p-i-n.. 15èmes Journées Nationales Microondes., May 2007, TOULOUSE, France. (hal-00196680)[22]
- Emmanuel Gatard, Raphaël Sommet, Christophe Chang, Philippe Bouysse, Raymond Quéré. Modèle thermique non linéaire pour composants microondes de puissance. JNM, 2005, Nantes, France. (hal-01279371)[24]
- Zoheir Riah, Raphaël Sommet, Raymond Quéré. Boite à outil Scilab simulationphysique circuit : comparaison des méthodes non linéaires temporelle et fréquencielle. JNM, 2005, Nantes, France. (hal-01279372)[142]
- Mickael Guyonnet, Raymond Quéré, Raphaël Sommet, Gérard Bouisse. Non linear electrothermal modelisation of LDMOS power transistor : on the definition scaling rules. Hyper, R F, 2005, PARIS, Unknown Region. (hal-01279373)[143]
- 14. Jean-Christophe Nallatamby, Raphaël Sommet, Michel Prigent, Juan Obregon. Modélisation des composants semi-conducteurs et de leurs sources de bruit basse fréquence, outils et méthodes de conception, pour la CAO non linéaire des oscillateurs HF. AS bruit, 2004, La Grande Motte, France. (hal-01279424)[144]
- 15. Zoheir Riah, Raphaël Sommet, Jean-Christophe Nallatamby, Michel Prigent, Juan Obregon. Ensemble d'outils cohérents pour la simulation physique et la caractérisation du bruit dans les composants semi-conducteurs dédiés à la CAO des circuits microondes non linéaires. AS bruit, 2004, La Grande Motte, France. (hal-01279423)[145]

- 16. Christophe Chang, Raphaël Sommet, Philippe Dueme, Raymond Quéré, Yves Mancuso. Modélisation thermique et technique de réduction pour la simulation de composants de puisance en régime transitoire. 13ème Journées Nationales Micro-ondes, 2003, Lille, Unknown Region. (hal-01279210)[34]
- 17. Mickael Guyonnet, Raphaël Sommet, Raymond Quéré, G Bouisse. Modélisation électrothermique non linéaire de transistors LDMOS de puissance, couplée à un modèle thermique 3D au sein d'un simulateur circuit. 13ème Journées Nationales Micro-ondes, 2003, Lille France 2003, Unknown Region. pp.6A6. (hal-01279213)[146]
- Zoheir Riah, Raphaël Sommet, Raymond Quéré. Approche clients-serveurs sur la grille de calcul pour la simulation intégrée. JNM, 2003, Lille, France. (hal-01279212)[147]
- 19. Raymond Quéré, Jean-Michel Nebus, Michel Prigent, Edouard Ngoya, Raphaël Sommet, et al.. Apport des méthodes de l'automatique dans l'analyse et la conception des circuits électroniques non linéaires haute fréquence. Journées d'Etude Automatique et Electronique, 2002, Unknown, Unknown Region. (hal-01279573) [148]
- David Lopez, Raphaël Sommet, Raymond Quéré. Modélisation thermique tridimensionnelle de TBH et technique de réduction pour la simulation circuit. JNM, 2001, Unknown, Unknown Region. (hal-01279265) [6]
- 21. Raphaël Sommet, David Lopez, Raymond Quéré. Analyse de la stabilité thermique d'un transistor bipolaire à hétérojonction GaInP/GaAs à l'aide d'une implémentation parallèle d'un simulateur couplé à un simulateur de circuit. NUMELEC, 2000, POITIERS, France. (hal-01279267) [9]
- 22. Delphine Siriex, Raphaël Sommet, Olivier Noblanc, C Arnodo, Christian Brylinski, et al.. Couplage direct d'un modèle physique analytique de Transistor à Effet de Champ sur Carbure de Silicium avec un simulateur de circuit en équilibrage harmonique. 11ème Journées Nationales Microondes, 1999, Unknown, Unknown Region. (hal-01279782) [2]
- 23. Emmanuel Larique, Dominique Baillargeat, Serge Verdeyme, Michel Aubourg, Raphaël Sommet, et al.. Aide à la modélisation de composants hyperfréquences par l'analyse électomagnétique. 10eme Journées Nationales Microondes, 1997, Saint Malo, France. pp.3A3 282--283. (hal-01279639)[149]
- Raphaël Sommet, Yves Perreal, Raymond Quéré. Couplage direct d'un modèle physique de transistor bipolaire à hétérojonction avec un simulateur de circuit en équilibrage harmonique. 10eme Journées Nationales Microondes, 1997, Saint-Malo, Unknown Region. pp.230--231. (hal-01279636)[150]
- 25. Raphaël Sommet, Yves Perreal. Les simulateurs intégrés : couplage transport et circuits passifs. 9eme Journées Nationales miccroondes, 1995, Paris,

France. (hal-01280053)[151]

- Raphaël Sommet, Jean-Pierre Teyssier, Jean-Pierre Viaud, Jean-Claude Giraudon, Raymond Quéré. Un modèle électrothermique de transistor bipolaire forte puissance pour la simulation non linéaire. 9eme Journées Nationales miccroondes, 1995, Paris, France. (hal-01280054)[152]
- 27. Jean-Pierre Teyssier, Jean-Pierre Viaud, Raphaël Sommet, Raymond Quéré, Juan Obregon. Caractérisation non linéaire et modèles analytiques des transistors micro-ondes. SEE - Journées d'études, 1994, Paris, France. (hal-01280056)[153]
- 28. Jean-Pierre Teyssier, Raphaël Sommet, Jean Jacques Raoux, Raymond Quéré. Approche intégrée pour la caractérisation et la modélisation des transistors micro-ondes. JNM , 1993, Brest, France. $\langle hal-01274061 \rangle$ [154]
- 29. Almudena Suárez, Raphaël Sommet, Jean-François Villemazet, Edouard Ngoya, Raymond Quéré. Analyse de la synchronisation des oscillateurs par la méthode de l'équilibrage spectral. 8eme Journée Nationales Microondes, 1993, Brest France. (hal-01280058)[155]

1.6.6 Chapitres d'ouvrage

- Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques, Part of The Cambridge RF and Microwave Engineering Series, Matthias Rudolph, Brandenburg University of TechnologyChristian Fager, Chalmers University of Technology, Gothenberg David E. Root, Agilent Technologies, Santa Rosa View all contributors, November 2011, ISBN : 9781139153669 (hal-00917717)[156]
- Sébastien Mons, Alan Layec, Abderrezak Bennadji, Tibault Reveyrand, Raphaël Sommet, et al.. Scilab/Scicos toolboxes for Telecommunications. Tsinghua University Press. Open source Software for Scientific Computation SCI-LAB, Research, Development and Applications, 2006. ISBN-10:7302138761. (hal-01279571)[157]

1.7 Transfert technologique, relations industrielles et valorisation

1.7.1 Partenariats

Je me suis limité volontairement aux plus importants partenariats industriels ayant eu lieu ces 10 dernières années. Contrats de recherche depuis une dizaine d'années

 2007-2009 : Next Generation L/S BAND SSPA Demontrator for RADAR, Participants : Agence Spatiale Européenne, Thales Alenia Space, AMCAD, XLIM

Etude électrothermique sur des HBT de puissance. Etude de solutions de packaging à base du Cuivre Tungstène (CuW) et diamant Cuivre (DCu) pour minimiser la température de jonction et répondre aux contraintes spatiales. Responsable Scientifique

 2007-2010 : Power/Efficiency Flexibility of Spaceborne SSPA using Doherty Scheme associated to a lineariser
Participants : Agence Spatiale Européenne / Thales Alenia Space, UMS, AMCAD, XLIM
Etude électrothermique sur des HBT de puissance, mise en place de mesures spécifiques de l'impédance thermique du HBT.
Responsable Scientifique

- 2010-2014 : FP7 ALINWON AlGaN & InAlN based microwave Components" FP7 ALINWON Contrat Européen Etude d'une nouvelle génération de composant grand gap : comparaison entre AlGaN and InAlN Participants : UMS-France, UMS-G Germany, Thales Alenia Space France , Universita' degli Studi di Padova - DEI UNIPD Italy , Limoges University UL France, Microwave Electronics for Communications MEC Italy, Alcatel Thales III-V Lab ATL France Travail sur la modélisation électrothermique des composants AlGaN and In-AlN afin de comparer plusieurs technologies. Responsable Scientifique https ://cordis.europa.eu/project/id/242394
- 2010-2012 : « GaN Power stage based on European technology for Navigation SSPA in L-Band »
 Participants : Agence Spatiale Européenne ESA, Thales Alenia Space
 Simulation et modélisation thermiques sur de transistors de la filière GH25 d'UMS pour une application spatiale en bande L.
 Responsable Scientifique
- 2011-2015 : ANR SPINNOVA « Dispositifs SPINtroniques inNOVAnts » programme P2N : des excitations collectives vers les systèmes microondes mi-

niaturisés

Participants : THALES TRT, THALES TCF, SPINTEC, XLIM, CNRS Ile de France, CEA SPEC, CEA-LETI

Le but de SPINNOVA est de démontrer l'intérêt et la supériorité d'une nouvelle génération de nanocomposants spintroniques pour la synthèse de fréquence, la modulation, et la détection de signaux RF vis-à-vis des solutions microondes existantes. Pour XLIM, il s'agit entre autres d'étudier un oscillateur à transfert de spin et d'étudier les relations entre le modèle physique et le modèle électrique équivalent à éléments discrets.

Responsable Scientifique

https://anr.fr/Projet-ANR-11-NANO-0016

 2011-2019 : ARTES 5.1 « SSPAs with European GaN Devices » Participants : Thales Alenia Space, Agence Spatiale Européenne, UMS, AM-CAD, XLIM
Etude thermique de transistors de la filière HEMT GaN GH50 et de « power bar GH50 » de la filière UMS pour la conception d'amplificateurs à l'état solide pour des applications spatiales.

 — 2017-2020 : ANR ASTRID COMPACT Participants : IEMN, XLIM

Compréhension et Optimisation des phéno Mènes de Pièges dans le cadre du développement de la proch Aine génération de Composants de puissance à base de GaN fonc Tionnant au-delà de 30 GHz

Il s'agit de mesures de signatures de pièges IDLTS, Y22, simulations physiques des composants, caractérisations petit et grand signal de composants de la filière développée par l'IEMN.

Responsable Scientifique

https://anr.fr/Projet-ANR-17-ASTR-0007

Les contrats et collaboration futurs et en cours sont :

- 2019-2022 : FUI SMART MODEL
- 2019-2022 : ANR EMIPERO
- 2020-2022 : ANR TERAMOGADISHO (déposée)
- 2020-2022 : Plan nano 2022 : SMART3 (Appel à Projet région Nouvelle Aquitaine)

Les thématiques de ces 4 projets seront développées dans le chapitre 4 puisqu'ils font partie de mes thématiques de recherche pour les prochaines années.

1.7.2 Valorisation

L'ensemble des travaux de modélisation comportementale, de réduction d'ordre ainsi que le projet SCERNE développé en collaboration avec mes collègues Edouard NGOYA et Sébastien MONS ont fait l'objet d'une déclaration de logiciel auprès de la cellule de valorisation du CNRS en novembre 2013.

1.7.3 Laboratoires communs

Je fais partie de deux laboratoires communs MITIC avec Thalès 3-5 Lab et AXIS avec THALES Alénia Space.

Le laboratoire commun MITIC a été fondé le 9 Avril 2004. Cette création d'un laboratoire commun fait suite aux relations très fortes existant entre la société Thalès et XLIM depuis de nombreuses années sur les thèmes de la modélisation non linéaire des transistors et la conception de circuits non linéaires hyperfréquences.

L'effectif du laboratoire commun comporte 4 équivalents temps plein (17 permanents) répartis également entre Thalès et XLIM. Les activités sont conduites au travers des travaux de thèse de doctorants affectés partiellement ou en totalité au laboratoire commun. Ces activités sont supportées par des projets de recherche (internes Thalès, EDA, DGA, ANR, Europe).

Les principales thématiques de Recherche du Laboratoire MITIC sont dans le domaine des hyperfréquences :

- La caractérisation en impulsions et la modélisation non linéaire des composants de puissance et faible bruit
- La caractérisation en bruit de transistors
- La conception d'amplificateurs de puissance (Technologie GaN)

J'interviens pour ma part essentiellement sur la partie caractérisation en impulsions et la modélisation non linéaire des composants de puissance.

Le laboratoire commun AXIS s'appuie sur un passé riche en collaborations depuis les années 1980, dans le domaine des dispositifs microondes pour les applications spatiales, Thalès Alenia Space et XLIM ont renforcé leurs coopérations techniques par la mise en place d'un partenariat de recherche privilégié sous la forme d'un Laboratoire Commun. Ainsi, AXIS (ThAles & XLIM Initiative for Space microwave electronics) a été créé le 1er Janvier 2006 et renouvelé en 2010 et en 2015 pour 5 ans.

Les objectifs du laboratoire commun sont de structurer et de pérenniser les collaborations, de renforcer l'innovation et la recherche dans le spatial, de valider la recherche sur des systèmes complexes, de former des doctorants avec un volet appliqué, d'avoir des réflexions stratégiques concertées entre les secteurs industriels et académiques à long terme concernant à la fois la recherche et la formation et enfin de monter, de participer à des projets de recherches nationaux et internationaux.

Le fonctionnement est basé sur une réunion annuelle d'un conseil scientifique et d'un conseil stratégique (30 personnes) et de deux réunions annuelles de prospectives scientifiques. Des réunions sont ensuite organisées tous les 4 mois pour le suivi des thèses et des projets avec les personnes concernées.

L'effectif statutaire du laboratoire commun est de 2.5 équivalents temps plein pour XLIM soit 15 permanents et 2 équivalents temps plein pour Thales Alenia Space soit 8 personnes et 7 à 9 doctorants.

Les activités de recherche sont financées en interne par Thales Alenia Space et au travers de contrats avec le CNES, l'ESA, la DGA, l'ANR, ...

L'organisation scientifique du laboratoire commun s'articule aujourd'hui autour de 5 thèmes :

- Thème 1 : Puissance, consommation et linéarité
- Thème 2 : Sous-systèmes analogiques (chaine de conversion, optoélectronique dans environnement RF, échantillonneur, ...)
- Thème 3 : Simulations multiphysiques
- Thème 4 : Micro et nano composants
- Thème 5 : Filtrage et multiplexage

J'interviens pour ma part essentiellement sur la thématique simulations multiphysiques.

Chapitre 2

Activités de recherche

Il est difficile de résumer vingt ans de recherche en quelques dizaines de pages. Je vais donc essayer de proposer dans l'orientation de mon activité de recherche un fil conducteur qui guidera le lecteur sur le chemin qui a été le mien aux cours de ces années.

J'ai soutenu ma thèse dirigée par R. Quéré le 3 octobre 1996. L'intitulé en était le suivant : Intégration d'un modèle physique de transistor bipolaire à hétérojonction dans l'environnement de la CAO non linéaire des circuits monolithiques microondes [158]

Le travail présenté concernait le couplage entre un simulateur physique de Transistor Bipolaire à Hétérojonction HETSI et un simulateur de circuit en équilibrage harmonique LISA qui a été développé au laboratoire pendant de nombreuses années avant d'être commercialisé.

Le mémoire est divisé en trois parties : la première est essentiellement axée sur la physique des composants. Elle établit les équations générales du transport des porteurs dans les semi-conducteurs et suivant les hypothèses choisies, les équations de dérive diffusion et de transport d'énergie sont données. Compte tenu des impératifs d'un couplage de ces équations à un simulateur de circuits, une discrétisation et une résolution implicite des équations de la physique des semi-conducteurs sont développées. Des résultats concernant l'étude d'une structure de HBT avec un modèle unidimensionnel dérive diffusion sont examinés.

La seconde partie est dédiée quant à elle aux méthodes utilisables pour résoudre les équations des circuits microondes. Les méthodes temporelles sont étudiées et comparées à la méthode de l'équilibrage harmonique. Il ressort un besoin réel d'utiliser la méthode de l'équilibrage harmonique pour résoudre les équations des circuits microondes en régime périodique et en état établi. La troisième partie du mémoire concerne l'intégration des équations de la physique dans un simulateur physique en équilibrage harmonique. La construction sous forme modulaire des deux simulateurs est décrite ainsi qu'une méthode originale du calcul du jacobien implicite exact du système. Des résultats en classe A, B à 1.8 GHz valident le couplage. Il est désormais possible à l'aide de ce nouvel outil d'envisager de concevoir ensemble la partie passive et active d'un circuit MMIC.

On retiendra de ce travail, les mots clés suivants Transistor Bipolaire à hétérojonction, Modélisation physique, Equilibrage harmonique, Simulateur intégré.

Les transistors bipolaires à hétérojonctions captaient l'attention de bon nombre de chercheurs et les nouveaux matériaux grand gap comme le SiC étaient très prometteurs. Jeune chercheur du CNRS recruté en octobre 1997, j'ai donc débuté l'encadrement d'une thèse sur la modélisation de MESFET SiC. Depuis mon entrée au CNRS, j'ai co-encadré 21 thèses, dont 3 sont en cours, sans compter les divers stages de Master. J'ai regroupé l'ensemble de ces travaux sous divers fils conducteurs rappelés ci-dessous :

- simulation physique du composant
- modélisation électrothermique de composants et circuits
- modélisation comportementale d'amplificateur de puissance
- modélisation des effets parasites basses fréquences dans les composants
- modélisation thermomécanique

2.1 Simulation physique du composant

2.1.1 Thèse de Delphine Siriex (2000)[1][2, 3]

Le fil conducteur de cette thèse reste pour moi la physique du composant, la modélisation non linéaire, et le début de l'ère des nouveaux matériaux grand gap avec le SiC qui fait son apparition. C'est la première thèse que j'ai encadrée.

Titre : Modélisation non linéaire des MESFETs sur carbure de silicium pour l'amplification de puissance en microondes

Résumé : Il est aujourd'hui largement admis que les semi-conducteurs à large bande interdite vont permettre de repousser les frontières atteintes à ce jour dans le domaine des composants électroniques. Le carbure de Silicium est un candidat sérieux dans ce domaine. Son grand gap lui confère des propriétés très intéressantes pour des applications de fortes puissances et à hautes températures. Au cours de ce travail de thèse, nous avons été amenés à réaliser une caractérisation expérimentale de transistors MESFETs SiC. Celle-ci est basée sur des mesures I(V) et paramètres [S] en condition pulsées. Cette méthode de caractérisation s'avère indispensable : elle permet d'analyser et d'étudier le comportement électrique des dispositifs micro-ondes, mais aussi de réaliser des modèles non linéaires de ces composants, pour la CAO des circuits. Une modélisation des principales non-linéarités du transistor MESFET a été réalisée par une représentation tabulaire à l'aide des B-splines cubiques. De plus, un nouveau modèle analytique intégrant le comportement dynamique des effets dispersifs liés aux pièges a été mis au point. Dans la phase de développement d'une nouvelle filière de composants, il est intéressant de relier les performances électriques aux caractéristiques géométriques et physiques du transistor. C'est dans cette optique que nous avons développé un modèle physique bâti à partir des équations de transport de charges du semi-conducteur. Les résultats de ces modèles électriques et physiques, comparés avec des mesures grands signaux, démontrent leurs précisions et leurs très larges domaines d'utilisation.

2.1.2 Thèse de David Lopez (2002)[4][5, 6, 7, 8, 9, 10, 11]

Le fil conducteur reste là encore la simulation physique et les transistors bipolaires à hétérojonction (HBT). Ces travaux se présentent réellement comme la suite de mes travaux de thèse. Ils intègrent pour la première fois les aspects thermiques. C'est la première thèse du groupe sur les aspects multiphysiques, qui mèle physique du semiconducteur et équation de la chaleur. Nous traitons la partie chaleur à l'aide du simulateur par éléments finis MODULEF développé par l'INRIA.

Titre : Intégration d'un modèle thermique de transistor bipolaire à hétérojonction issu de simulations thermiques Tridimensionnelle dans un environnement de simulation circuit

Résumé : Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'intégration d'un modèle thermique de TBH issu de simulations thermiques 3D dans une environnement de simulation circuit. Après avoir mis en évidence dans le premier chapitre les effets thermiques dans les composants micro-ondes, nous avons présenté dans le second chapitre le potentiel de prédiction des échauffements d'une analyse thermique 3D. Ensuite nous avons présenté la mise en place d'une méthode de réduction de modèle par la technique des vecteurs de Ritz à partir de ces simulations comme le montre la figure 2.1.1a. Le troisième chapitre décrit la modélisation non-linéaire électrothermique de TBH développé à l'IRCOM afin de générer un modèle global de transistor distribué par doigts que l'on connectera au modèle thermique. Enfin, le dernier chapitre démontre l'intérêt d'un tel modèle dans le cadre de prédiction de stabilité (crunch) et du fonctionnement de puissance notamment en termes de dynamer le fonctionnement pulsé.

The Ritz Vector technique



(a) Algorithme de réduction d'ordre



(b) comparaison FEM/modèle « réduit »

FIGURE 2.1.1 – Réduction d'ordre de modèles thermiques

2.1.3 Thèse Zoheir Riah (2005)[12][13, 14, 15, 16, 17]

Nous sommes dans ce travail toujours sur la simulation physique des transistors bipolaires à hétérojonction. La boite à outil SCILAB est mise en place ainsi que des calculs de bruit avec la notion de sources de bruit locales. Ce travail a

34

été développé en partenariat avec l'INRIA dans le cadre du projet RNTL Grid Application Service Provider (GASP) qui permettait d'effectuer les lourds calculs liés à la simulation physique en réseau sur une grille de calculateurs. Nous avions même développé une machine parallèle en local composée de PC dédiés sous Linux.

Titre : Plate-forme SCILAB de simulation intégrée circuits/composants

Résumé : Le travail présenté dans ce mémoire concerne le développement d'une plate-forme de simulation globale (2.1.2a) développée autour de l'environnement Scilab intégrant un modèle physique de transistor bipolaire à hétérojonction et la simulation circuit. Le premier chapitre présente les différents types de simulation pouvant coexister et nécessaire à la conception d'un circuit MMIC, ainsi que la plate-forme Scilab et le projet RNTL-GASP (2.1.2b). Nous avons développé dans le second chapitre une boîte à outils capable de prendre en compte les différents aspects de couplage entre les équations physiques du transistor et l'environnement circuit. Nous pouvons calculer désormais les différents régimes permanents de fonctionnement du transistor, qu'ils soient linéaires ou non dans les domaines temporel et fréquentiel. Cette boîte à outils nous a servi de base dans le troisième chapitre à l'analyse et à la compréhension physique du phénomène de bruit dans les composants semi-conducteurs. En fait, nous avons utilisé la méthode de perturbation linéaire pour introduire des sources locales de bruit au niveau de la structure interne du composant afin de calculer les densités spectrales de bruit à ses contacts. Enfin, le dernier chapitre montre l'intérêt d'une telle démarche dans le cadre d'une aide à la modélisation, concrétisé avec deux exemples qui sont l'effet Kirk et le calcul de la répartition transitoire des charges dans le transistor bipolaire à hétérojonction.



Simulateur électromagnétique

Simulateur physique

(a) Simulations multiphysiques



(b) Communication GASP

FIGURE 2.1.2 – Simulation globale dans le cadre de la plateforme intégrée GASP 36

2.1.4 Thèse Emmanuel Gatard (2006)[18][19, 20, 21, 22, 23, 24, 25]

Nous abordons dans cette thèse des aspects de simulation physique et thermique pour les diodes PIN dans le cadre d'applications RADAR. Il s'agit de comprendre et d'améliorer le modèle de ce type de diode dans le cadre d'un partenariat avec Chelton Telecom and Microwave et Thales Air Defense.

Titre : Analyse des phénomènes physiques dans les diodes p-i-n : contribution à la modélisation électrothermique pour les applications de puissance RF et hyper-fréquences.

Résumé : Les diodes p-i-n sont largement utilisées dans les applications RF et hyperfréquences telles que les déphaseurs, commutateurs, atténuateurs et limiteurs. L'évaluation précise des grandeurs électriques aux accès du composant, l'étude de la fiabilité et des effets thermiques passent aujourd'hui par le couplage de modèles électriques et thermiques. Les modèles actuels de diodes en hyperfréquences sont de simples résistances contrôlées en courant sans effets non-linéaires, ni prise en compte de la température. Dans ce contexte, le comportement électrique de la diode a été largement analysé à l'aide de simulations physiques. Ainsi, un modèle électrique non-linéaire a pu être développé et implanté dans un simulateur circuit. Une méthodologie de modélisation thermique non-linéaire à partir d'une description 3D éléments finis a également été développée. Finalement, un modèle électrothermique non-linéaire de la diode p-i-n a été proposé (2.1.3) et validé avec succès par de nombreuses mesures (2.1.4). Le modèle développé a été mis à profit pour la simulation d'un limiteur forte puissance en bande S.



FIGURE 2.1.3 – Modèle de diode PIN et Limiteur bande S



FIGURE 2.1.4 – Comparaison mesures/modèle à droite et spectre à gauche pour PE = 40 dBm

2.1.5 Thèse Dorothée Muller (2006)[26][27, 28, 29]

Ce travail est un travail de fond au niveau de l'optimisation technologique d'un transistor silicium où la physique est encore de mise mais où les contraintes industrielles sont fortes. Ce travail s'effectue en collaboration avec la société ST Microelectronics.

Titre : Optimisation des potentialités d'un transistor LDMOS pour l'intégration d'amplificateur de puissance RF sur silicium

Résumé : Les amplificateurs de puissance RF réalisés à partir de composants issus des technologies III-V sont actuellement les plus performants du fait de leurs propriétés physique intrinsèques. Malgré cela ces technologies ne répondent pas complètement aux exigences du marché de la radiotéléphonie mobile en termes de coût de revient. Pour répondre à ce besoin de nouvelles générations de transistors MOS de puissance sur silicium tels que les LDMOS sont apparues. Ces composants ont l'avantage d'être réalisés dans des filières matures et offrent des performances très honorables à des coûts beaucoup plus bas, ce qui est un atout majeur dans le contexte actuel où le marché du téléphone cellulaire est très sensible au prix des composants. Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'une réflexion sur les potentialités d'un transistor LDMOS intégré en technologie BiCMOS 0.25 um et sur l'optimisation de ses performances pour une application dans des circuits de type amplificateurs de puissance intégrés sur silicium. Les mécanismes de fonctionnement du composant LDMOS et les principales raisons de l'émergence du transistor LDMOS devant celle du MOSFET pour des applications radiofréquences sont présentés. Le travail décrit par la suite s'articule autour de la réalisation du composant LDMOS pour l'amplification de puissance et de son optimisation. Dans un premier temps les paramètres technologiques qui sont nécessaires à l'obtention

d'un composant respectant les caractéristiques de sortie fixées par le cahier des charges de l'application sont déterminés. Une analyse a ensuite permis d'identifier les paramètres intrinsèques et extrinsèques du composant susceptibles d'améliorer ses performances dynamiques. Pour cela l'effet des modifications d'architecture, de dessin ainsi que du procédé de fabrication du LDMOS sur les caractéristiques dynamiques ont été étudiées et ont abouti à des résultats prometteurs. En effet les performances du transistor LDMOS optimisé atteignent l'état de l'art.

2.1.6 Thèse Ousmane Sow (2016) (non soutenue, abandon)[30]

Titre : Analyse et modélisation des Oscillateur à Transfert de Spin (STO)

Résumé : Ce travail de recherche, issu du projet ANR SPINNOVA visant à proposer le développement de solutions alternatives pour des dispositifs (miniatures) et systèmes microondes basés sur de nouveaux concepts nanoélectroniques (la SPINTRONIQUE), consiste à envisager une modélisation électrique du fonctionnement des oscillateurs à transfert de spin de façon à réaliser la simulation de leur comportement en régime non linéaire et en bruit de phase à l'aide d'outils CAO (ADS d'Agilent).

Un STO à polariseur planaire est globalement constitué de deux matériaux magnétiques à aimantation planaire séparés par un isolant constituant la barrière tunnel (2.1.5). Une des couches magnétiques possède une aimantation figée appelée couche figée tandis que l'aimantation de l'autre couche est libre de se mouvoir (appelée couche libre).



FIGURE 2.1.5 – Principe d'un STO à aimantation planaire

Lorsque ce système est polarisé par un courant DC et un champ magnétique externe, les lois de la physique des solides et les lois fondamentales de la dynamique, nous permettent de déterminer l'équation régissant la variation de la trajectoire de l'aimantation \vec{M} de la couche libre dans le temps. On montre que de tels dispositifs

permettent d'obtenir des oscillations entretenues [159], dont la fréquence dépend du courant injecté avec une très large plage de fréquences, d'où la possibilité de faire des oscillateurs très large bande. Cependant les qualités de ces oscillateurs sont pour l'instant sans communes mesures avec ce que l'on sait faire par ailleurs en électronique.

Le travail d'XLIM consistait à caractériser et effectuer une modélisation de type Van der Pol des dispositifs fabriqués.

2.2 Modélisation électrothermique de composants

Dans les travaux suivants, la partie électrique des modèles est issue d'un modèle non linéaire développé au laboratoire XLIM dont les paramètres sont issus de mesures. La partie thermique résulte de mesures et de simulations.

2.2.1 Thèse Sylvain Heckmann (2003)[31][32]

Le travail développé dans cette thèse est toujours sur les transistors bipolaires à hétérojonction. Les aspects thermiques sont aussi très importants puisque nous adressons des composants de puissance.

Titre : Contribution au développement d'une filière de transistors bipolaires à hétérojonction de très forte puissance en bande L et S pour applications de télécommunications civiles et radars

Résumé : Ce travail rentre dans le contexte du développement d'une filière de transistors bipolaires à hétérojonction de fortes puissances. Par rapport aux travaux déjà effectués sur ce type de composants, la nouveauté réside dans les fortes tensions de fonctionnement. Les caractérisations des phénomènes d'avalanche et des effets fort courant ont donc été nécessaires. Les étapes de caractérisation ont aussi porté sur les aspects thermiques et leur impact sur les performances statiques et hyperfréquence. Les modèles de quelques topologies de composants de cette filière ont été extraits et ont permis de réaliser des investigations sur la linéarité de ces composants. L'aboutissement de cette thèse est, à partir de ces modèles, la réalisation d'un amplificateur de puissance fonctionnant en bande L avec lors de la conception un objectif quant aux performances en rendement et linéarité.

2.2.2 Thèse Christophe Chang (2004)[33][34, 35]

Le travail utilise les outils de modélisation thermique mis au point : thermique 3D, modèles réduits, adaptation à la technologie pHEMT AsGa. Il s'agit également

de regarder les aspects non linéaires de la réduction d'ordre.

Titre : Amélioration de modèles électrothermiques de composants de puissance de type TBH ou pHEMT et application à la conception optimale de modules actifs pour les radars

Résumé : L'objectif de ce travail est le développement d'un outil opérationnel intégrant un modèle électrothermique dans un environnement de simulation circuit. Afin de le rendre utilisable dans un contexte industriel, cet outil se base sur deux logiciels commerciaux : un simulateur thermique (ANSYS) et un simulateur de circuits (ADS produit par Agilent). La démarche consiste, dans un premier temps, à générer un modèle thermique précis d'un composant MMIC, à partir de sa description en éléments finis. En s'appuyant sur un outil de réduction développé par l'IRCOM (Institut de Recherches en Communications Optiques et Microondes, France), associé au module de réduction d'ANSYS, la seconde étape permet de générer un modèle thermique de type boîte noire. Le couplage de ce modèle à un modèle électrique non-linéaire dans un environnement de type ADS, offre au concepteur de circuits ou de modules actifs (comportant plusieurs circuits) un outil complet de simulation électrothermique. Celui-ci est capable de générer des modèles réduits thermiques qui tiennent compte de la non-linéarité de la conductivité thermique des matériaux composant les dispositifs MMICs, aussi bien en régime permanent que pour des états transitoires.

Les figures ci-dessous montrent la simulation thermique d'un pHEMT AsGa de 12 doigts de 140 µm de la filière Triquint.



FIGURE 2.2.1 – pHEMT AsGa1680



FIGURE 2.2.2 – Répartition des températures et couplage thermique



FIGURE 2.2.3 – Coupe transversale des doigts du transistor pHEMT AsGa 1680

2.2.3 Thèse Mickael Guyonnet (2005)[36][37, 38, 39]

Le travail utilise et adapte les outils de modélisation thermique mis au point à la technologie LDMOS Silicium de chez Freescale semiconducteur. Il s'agit de prendre en compte une problématique due à la forte puissance ainsi qu'au nombre de doigts élevé du transistor.

Titre : Modélisation électrothermique non linéaire de transistors LDMOS de puissance : application à la détermination de règles d'échelle.

Résumé : L'accroissement du marché des télécommunications demande des amplificateurs de puissance pour station de base à bas coût, linéaire et possédant un rendement élevé. Les puissances requises pour ces amplificateurs peuvent dépasser les 120 W pour une tension d'alimentation inférieure à 30V. La technologie LDMOS-Silicium possède tous les atouts requis pour satisfaire le besoin. A cela s'ajoute le besoin de modèle électrothermique non-linéaire que l'on intègre dans un simulateur de circuit. Plusieurs types de modèles électrothermiques ont, à ce jour, été développés. Cependant aucun n'inclut un véritable comportement thermique primordial pour la prédiction du comportement du transistor. Dans cette thèse nous proposons une nouvelle approche basée sur la description électrique et thermique des composants intrinsèques du modèle, ce même modèle étant couplé à un second modèle thermique. La description du comportement électrique de chaque composant intrinsèque est faite avec des splines Tri-cubiques. Le circuit thermique est issu de simulations thermiques (simulateur Ansys), réduites a l'aide de la méthode des vecteurs de Ritz proposé par XLIM. Partant d'un modèle électrothermique initial, nous définissons des règles de scaling permettant l'obtention de modèles de transistors de plus fort développement sans avoir à re-exécuter tout le process.

2.2.4 Thèse Alain Xiong (2008)[40][41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49]

Ce travail est un travail de fond sur la modélisation électrothermique distribués des transistors bipolaires à hétérojonction. Il propose un modèle électrothermique non linéaire multi input multi output (MIMO). L'étude théorique par éléments finis des phénomènes thermiques s'accompagne également du développement d'une validation par la mesure électrique très élégante (utilisation des paramètres hybrides h) qui a donné lieu à de nombreuses publications.

Titres : Modélisation électrothermique distribuée de TBH et lois d'échelle pour application RF de puissance

Résumé : Les travaux menés dans ce manuscrit concernent la modélisation électrothermique de transistor bipolaire à hétérojonction destiné à une application en puissance. Pour cette étude, la modélisation a été scindée en deux parties qui regroupent l'aspect thermique et l'aspect électrique du transistor. En ce qui concerne l'étude thermique, deux approches ont été menées. La première repose sur une méthode de réduction appliquée au système matriciel extrait à partir de la discrétisation en éléments finis de la représentation 2D /3D du transistor. A partir de cette réduction un circuit thermique équivalent de type MIMO est synthétisé. La seconde approche est une caractérisation expérimentale de l'impédance thermique. Celle-ci repose sur la mesure électrique basse fréquence de l'impédance d'entrée sous différentes conditions de charge du transistor. Pour la modélisation électrique du transistor, les principaux phénomènes inhérents au fonctionnement sont décrits ainsi que la manière dont ils sont pris en compte dans le modèle. Ce dernier a finalement été validé à partir de mesures I(V) et paramètres S en impulsion associées à des mesures en puissance load-pull. Dans la dernière partie, nous approfondissons l'étude thermique sur les TBHs de type multidoigts. Pour cette étude, nous avons eu recours à une modélisation électrothermique distribuée.



Integration in circuit simulator

- Distributed model • T° is a command for
- the electric part

40

35 30

25

10

5

0 -5

(C) 20 (C) 15

Zin (

• Power is injected in the thermal part



÷ TO

ATED POWER

 \bigcirc

С

FIGURE 2.2.4 – Mesures et modèle de l'impédance thermique sur HBT (modèle distribué)

2.2.5 Thèse Adeline Déchansiaud (2012)[50][51, 52, 53, 54]

Nous sommes dans le cadre de ce travail sur le développement d'une cellule de puissance optimisée pour une application spatiale spécifique. Les outils développés jusque-là doivent servir à valider cette conception dans le cadre industriel pour l'Agence Spatiale Européenne. (ESA)

Titre : Conception, modélisation et caractérisation de cellules de puissance innovantes en technologie MMIC pour des applications spatiales

Résumé : Ce document montre comment améliorer la compacité des amplificateurs de puissance en bande Ku utilisés dans les systèmes VSAT en proposant une nouvelle topologie de cellule de puissance élémentaire appelée « cascode intégré ». La cellule active est constituée de deux transistors MMIC fabriqués avec la technologie PHEMT GaAs de la filière UMS PPH25X. Les sources du premier transistor possèdent des vias holes qui assurent un gain élevé et une bonne stabilité thermique. De plus, ils permettent une approche distribuée pour la modélisation de la cellule (intégration de composants entre les doigts de grilles) et imposent une parfaite symétrie à la structure. Le nombre de cellules élémentaires peut être ajusté afin de pouvoir délivrer la puissance totale désirée. Le facteur de forme du cascode intégré est de 1 alors que le facteur de forme du transistor correspondant (même développement de grille) est de 4. Cette cellule a été caractérisée et son modèle validé. Elle a permis la conception d'un amplificateur MMIC délivrant 2W en bande Ku avec des performances proche de l'état de l'art. Une réduction de la surface totale de l'amplificateur d'environ 40% a été atteinte.



FIGURE 2.2.5 – Principe de la cellule cascode cascode intégrée



FIGURE 2.2.6 – Layout final de l'amplificateur 2W

2.3 Modélisation comportementale

2.3.1 Thèse Julie Mazeau (2007)[55][56, 57, 58]

Nous adressons ici la modélisation comportementale pour de la simulation système de RADAR. Le modèle doit rester précis et la prise en charge des effets thermiques permet de prédire les dérives en module et en phase de l'enveloppe du signal. Nous sommes ici dans le cadre industriel de THALES Air Défense

Titre : Modélisation électrothermique comportementale dynamique d'amplificateurs de puissance microonde pour les applications radar

Résumé : La génération de forte densité de puissance microonde au sein des amplificateurs de puissance exige la prédiction de la distorsion des signaux induite par les effets d'auto-échauffement. Dans ce cadre, un nouveau modèle électrothermique comportemental d'amplificateurs de puissance a été développé pour des applications radars. Ce modèle prédit efficacement l'impact des effets thermiques basses fréquences sur l'amplitude et la phase du signal d'enveloppe pulsé. Les effets dispersifs non linéaires de mémoires hautes fréquences sont également considérés et interagissent avec les dépendances thermiques. Cette approche originale est basée sur le couplage entre un modèle électrique comportemental dynamique basé sur une nouvelle formulation des séries de Volterra dynamique du premier ordre et un modèle thermique réduit d'amplificateur. Le modèle est implanté dans le simulateur circuit ADS d'Agilent. Cette méthodologie générique, validée par des données mesurées, a été illustrée par un amplificateur MMIC de type TEH mais peut être étendue à d'autres technologies.

Les figures suivantes présentent la topologie du modèle ainsi que les résultats de simulation obtenus sur sur l'amplificateur MMIC.



(~

(~

FIGURE 2.3.1 – Topologie du modèle comportemental



Microwave system

FIGURE 2.3.2 – Description du modèle



FIGURE 2.3.3 – Température pour divers Pin et Puissance de sortie en fonction du temps

2.3.2 Thèse Florent Besombes (2012)[59][60, 61, 62, 63, 64]

Nous sommes toujours ici dans le cadre d'applications RADAR pour Thales Systemes Aéroportés. L'extraction du modèle électrothermique s'effectue sur un certain nombre d'impédances choisies. Il est validé à fort TOS. Ce travail a été effectué dans le cadre du projet SCERNE : simulateur système intégrant modèle comportemental et thermique réduit.

Titre : Modélisation électrothermique comportementale d'amplificateurs de puissance microondes pour les applications Radar à bande étroite

Résumé : Ce travail de thèse concerne le développement d'un modèle électrothermique comportemental d'amplificateur de puissance RF prenant en compte l'effet load-pull pour des applications de radar à bande étroite. Une extension des paramètres S fort signal est proposée pour modéliser des fortes conditions de désadaptations en présence des effets de mémoire haute fréquence et des effets thermiques. Le modèle combine une cellule électrique basée sur les paramètres S fort signal avec une cellule thermique basée sur un modèle thermique réduit. Le modèle a été implémenté dans l'environnement de simulation système Scilab/Scicos. L'identification du modèle à partir de mesures load-pull pulsées isothermes et de simulation thermique tridimensionnelle d'un amplificateur de puissance en technologie HBT AsGa/GAInP fonctionnant en bande X est présentée. Elles ont permis de démontrer les capacités du modèle à reproduire les distorsions induites sur le signal électrique et la température au sein de l'amplificateur en présence fortes désadaptations de l'impédance de sortie.

Les figures suivantes présentent la topologie du modèle ainsi que les résultats de simulation et de mesures obtenus sur sur l'amplificateur en bande X.



FIGURE 2.3.4 – Modèle électrothermique à mémoire



FIGURE 2.3.5 – Modèle Electrothermique


FIGURE 2.3.6 – Amplitude de la puissance de sortie



FIGURE 2.3.7 – Dérive de phase

2.4 Modélisation des effets parasites

Cette thématique traite des effets essentiellement BF telles que les phénomènes de pièges ainsi que les effets thermiques.

2.4.1 Thèse Charles Teyssandier (2008)[65][66]

La montée en fréquence et en puissance est également passée par une génération de composants AsGa qu'il a fallu optimiser et dont nous avons étudié les effets parasites. Cela correspond au développement de la filière des PHEMT de chez United Monolithic Semiconductors (UMS).

Titre : Contribution à la modélisation non linéaire de transistors de puissance pHEMT pseudomorphiques sur substrats AsGa : Analyse des effets parasites

Résumé : Le principal objectif de ce travail est la modélisation précise d'une filière de transistors PHEMTs fabriqués à UMS. Notre modèle se base sur une démarche de caractérisation complète et il est facilement intégrable dans les simulateurs de circuit CAO afin de le rendre utilisable dans un contexte industriel. Dans le domaine des télécommunications, la génération de fortes puissances va entraîner un échauffement du transistor, il est donc important de prendre en compte les effets thermiques lors de la conception des circuits. Plusieurs méthodes sont étudiées pour déterminer la résistance thermique, à partir de cette étude deux modèles thermiques ont été mis au point : le premier est constitué de cellules RC et le deuxième est un modèle distribué extrait à partir de simulations physiques thermiques 3D. Comme les effets de pièges, les phénomènes d'avalanche font partie des effets parasites présents dans les PHEMTs AsGa. Analyser leur comportement permet de limiter la zone d'utilisation de ces composants. Nous nous sommes attardés à étudier et modéliser l'avalanche due à l'ionisation par impact. La comparaison mesures/modèles des cycles de charges et des mesures de paramètres [Y] pulsées nous ont permis de déterminer une fréquence de coupure pour le phénomène d'ionisation par impact.



FIGURE 2.4.1 – Modèle électrothermique distribué par doigts

2.4.2 Thèse Guillaume Mouginot (2011)[67][68, 69, 70, 71, 72]

Etude des transistors GaN, modélisation de pièges et mesure de Rth par le développement de la méthode de RON.

Titre : Potentialités des transistors sur GaN pour l'amplification de puissance à large bande de fréquence ; effets limitatifs

Résumé : Aujourd'hui, la conception de circuits intégrés de puissance hautes fréquences large bande est devenue un enjeu majeur pour les systèmes modernes de défense. Nous proposons dans ce manuscrit une étude du transistor HEMT GaN afin de mettre en évidence son intérêt pour ces applications. Une conception d'amplificateur de puissance large bande 6-18 GHz sur substrat SiC est présentée, démontrant les potentialités de la filière GH25 d'UMS. Malheureusement, pour ces applications hautes fréquences, une étude démontre que le transistor HEMT AlGaN/GaN est limité par deux phénomènes : les effets thermiques et les effets de pièges. Ainsi, un modèle non-linéaire électrothermique incluant les effets de pièges d'un transistor HEMT 8x75 µm est présenté. Les caractérisations effectuées mettent en lumière les limitations des techniques actuelles de modélisation des pièges et nous permettront d'ouvrir de nouvelles perspectives dans ce domaine.



FIGURE 2.4.2 – Mesures pulsées en fonction de la température



FIGURE 2.4.3 – RON et IDSS en fonction de la température



FIGURE 2.4.4 – Mesure pulsées en fonction de la puissance



FIGURE 2.4.6 – Température et résistance thermique



FIGURE 2.4.5 – RON et IDSS en fonction de la puissance

2.4.3 Thèse Mustafa Avcu (2014)[73][74, 75, 76, 77, 78]

La thermique devient prépondérante. Nous proposons ici pour la première fois une méthode originale de mesure de l'impédance thermique à l'aide d'un banc de mesure dit 3ω . Il s'agit de l'adaptation d'une mesure de type 3ω [160] à un composant non linéaire, le HEMT GaN. Ce travail a été effectué dans le cadre du projet Européen ALINWON.

Titre : Caractérisation des effets parasites dans les HEMTs GaN : développement d'un banc de mesure 3 oméga

Résumé : Ce document porte sur le développement d'un nouveau banc de mesure pour la caractérisation de l'impédance thermique des HEMTs GaN. Le banc développé repose sur la méthode dite « 3ω » qui consiste à mesurer l'harmonique 3 d'un signal électrique véritable image des variations thermiques du composant. Un balayage en fonction de la fréquence d'excitation conduit à l'extraction de l'impédance thermique. Les résultats de mesures ont été validés par les simulations électriques. Des études complémentaires ont été réalisées pour l'identification des effets de pièges en utilisant différentes méthodes permettant l'extraction de la signature des pièges. La réalisation des modèles non-linéaires est présentée pour les transistors HEMT AlGaN/GaN et InAIN/GaN pour des applications d'amplificateur de puissance dans les bandes de fréquences X et K.

Les figures ci-dessous présentent le principe du banc 3ω ainsi qu'une comparaison entre le modèle obtenu par éléments finis et la mesure.



FIGURE 2.4.7 – Banc de mesure 3ω .



FIGURE 2.4.8 – Comparaison du module mesures/modèle. Comparaison de la phase mesures/modèle

2.4.4 Thèse Nandha Kumar Subramani (2017)[79][80, 81, 82, 83, 84, 85, 86]

Le travail réalisé ici porte sur la connaissance des pièges dans le transistor HEMT GaN. La simulation physique est prépondérante pour localiser les pièges. Elle est accompagnée de méthodes de mesures permettant de valider nos hypothèses de localisation des pièges.

Titre : Simulations physiques et mesures du composant de technologie GaN HEMT pour les applications d'amplificateur de puissance RF

Résumé : Depuis plusieurs années, la technologie de transistors à effet de champ à haute mobilité (HEMT) sur Nitrure de Gallium (GaN) a démontré un potentiel très important pour la montée en puissance et en fréquence des dispositifs. Malheureusement, la présence des effets parasites dégrade les performances dynamiques des composants ainsi que leur fiabilité à long-terme. En outre, l'origine de ces pièges et leur emplacement physique restent incertains jusqu'à aujourd'hui. Une partie du travail de recherche menée dans cette thèse est axée sur la caractérisation des pièges existant dans les dispositifs HEMTs GaN à partir de mesures de paramètres S basse fréquence (BF), les mesures du bruit BF et les mesures I(V) impulsionnelles. Parallèlement, nous avons effectué des simulations physiques basées sur TCAD afin d'identifier la localisation des pièges dans le transistor. De plus, notre étude expérimentale de caractérisation et de simulation montre que les mesures BF pourraient constituer un outil efficace pour caractériser les pièges existant dans le buffer GaN, alors que la caractérisation de Gate-lag pourrait être plus utile pour identifier les pièges de barrière des dispositifs GaN HEMT. La deuxième partie de ce travail de recherche est axée sur la caractérisation des dispositifs AlN/GaN HEMT sur substrat Si et SiC. Une méthode d'extraction simple et efficace de la résistance canal et de la résistance de contact a été mise au point en utilisant conjointement la simulation physique et les techniques de caractérisation. Le principe de l'extraction de la résistance canal est basée sur la mesure de la résistance RON. Celle-ci est calculée à partir des mesures de courant de drain IDS et de la tension VDS pour différentes valeurs de températures. En outre, nous avons procédé à une évaluation complète du comportement thermique de ces composants en utilisant conjointement les mesures et les simulations thermiques tridimensionnelles (3D) sur TCAD. La résistance thermique (RTH) a été extraite pour les transistors de différentes géométries à l'aide des mesures et ensuite validée par les simulations thermiques sur TCAD.

Les simulations montrent que les pièges présents dans le buffer GaN causent la dispersion fréquentielle de l'admittance de sortie, elle est visible sur le paramètre Y22 aux basses fréquences. Les mesures de paramètres S BF sont converties en paramètres Y à l'aide du logiciel ADS. Les résultats de mesure de la partie imaginaire de l'admittance de sortie à différentes températures de chuck sont tracés en traits pleins sur la figure suivante.



FIGURE 2.4.9 – (a) Comparaison entre simulations (symboles) et mesures (lignes) de la partie imaginaire du paramètre Y22, TChuck variant de 25°C à 100°C. (b) Tracé d'Arrhenius correspondant aux relevés des maxima

Cette méthode est efficace pour identifier les pièges de buffer GaN, qui sont probablement dus à l'utilisation d'un dopant (dopage fer utilisé pour cette technologie).

2.4.5 Thèse Mohamed Bouslama (en cours)[87, 88, 89, 90, 86, 91]

Cette thèse intervient dans la continuité de celle de Nandha Kumar Subramani. Résumé : M. Bouslama effectue des recherches sur les pièges dans les HEMT GaN dans le but de les identifier et de les localiser pour améliorer cette technologie afin de répondre aux besoins des applications futures nécessitant de très hauts débits d'information. Pour caractériser les pièges, il développe plusieurs techniques comme la mesure en paramètre[S] BF et les mesures I-DLTS. Les composants de test proviennent essentiellement de la fonderie UMS et du laboratoire IEMN. Ce travail est soutenu par l'ANR ASTRID COMPACT. Les mesures sont accompagnées d'une démarche forte en simulation physique de composants. Les travaux M. Bouslama ont déjà donné lieu à de nombreuses publications dans des revues et conférences.

2.4.6 Thèse Anass Jakani (en cours)

Anass Jakani est arrivé au 1er octobre 2019. Il travaille sur une nouvelle méthode de caractérisation thermique basée sur des techniques de thermoréflectance. Cette technique fait partie de mes projets de développement futur.

2.4.7 Thèse Kushboo Sharma (en cours)

Kushboo Sharma est arrivée au 1er octobre 2019. Elle travaille sur la caractérisation et la modélisation des HEMT GaN : Vers un modèle physique analytique intégral en simulation circuits. Il s'agit s'appuyer sur la physique du composant pour proposer un modèle analytique beaucoup plus fiable, plus réaliste et performant.

2.5 Modélisation thermo-mécanique

2.5.1 Thèse Mountakha Dieng (2014)[92][93, 94]

Nous abordons ici pour la première fois le domaine de la thermomécanique. Cette thèse s'est effectuée dans le cadre d'une collaboration avec le CNES et Thales Alénia Space. Ce travail a été initié grâce à notre savoir-faire en termes de simulation et modélisation thermique éléments finis et du besoin d'intégration de la notion de simulation/modélisation dans un domaine qui restait jusqu'alors très expérimental. C'est notre premier travail important sur la notion de packaging, la notion d'herméticité avec des matériaux organiques. Nous avons également effectué la mesure de déformations verticales avec un dispositif à lentille liquide.

Titre : Evaluation des contraintes thermo-mécaniques dans un packaging plastique pour l'environnement spatial

Résumé : Les matériaux organiques comme le PCB et le « glob-top » sont de plus en plus utilisés dans les équipements spatiaux pour réduire le coût et le poids en replaçant les micros et les macros boitiers par des « packaging » quasi hermétiques. Les travaux développés dans ce rapport évaluent les contraintes thermomécaniques des « packaging » plastiques dans un environnement spatial. Dans ce contexte nous nous intéressons à l'étude des matériaux, de l'environnement des satellites et ses contraintes dans l'espace. L'outil numérique multi-physique, AN-SYS permet de prédire le comportement des boitiers et de dégager de nouvelles règles de conception. Le premier cas d'application est celui du boitier d'un module d'amplificateur à faible bruit (LNA) avec des fils de « bonding » encapsulés dans de la résine. Nous avons ensuite étudié les composants Chip Scale Package(CSP) et les contraintes associées. La mise en place d'un banc de mesure thermomécanique nous a permis de mesurer la déflexion des matériaux assemblés à l'aide d'une caméra et un logiciel de pilotage assisté par ordinateur. Ces mesures permettent d'effectuer une validation croisée.

Un exemple de simulations de contraintes thermomécaniques réalisées sur les billes de dispositifs industriels est présenté dans les figures ci dessous.



FIGURE 2.5.1 – Modèle EF d'un CSP AsGa



FIGURE 2.5.2 – Contraintes sur les billes d'un CSP AsGa

Chapitre 3

Articles principaux sur les thématiques abordées

Il m'a été difficile de faire un choix parmi les articles publiés au cours de toutes ces années de recherche. Mon choix a finalement été guidé par les divers axes thématiques que j'ai développés. Un article par thématique a été choisi. L'ordre de présentation est l'ordre chronologique.

3.1 Full Implementation of an Implicit Nonlinear Model with Memory in an Harmonic Balance software[95]

Le premier article concerne les aspects de **couplage des équations de la phy**sique du composant dans la simulation circuit avec la méthode de l'équilibrage harmonique. Il explique notamment comment les problèmes de mémoire dans le cas de système d'équations non linéaires implicites ont été solutionnés et implémentés grâce à une formulation mathématique originale basée sur une double transformation de Fourier. C'est la solution que nous avons implémentée et qui nous a permis d'effectuer le couplage des équations de la physique du composant avec la méthode de l'équilibrage harmonique nous permettant ainsi le co-design circuit composant.

Full Implementation of an Implicit Nonlinear Model with Memory in an Harmonic Balance Software

R. Sommet and E. Ngoya

Abstract—This letter describes the mathematical formalism for a full computation of the Jacobian matrix as part of the harmonic balance (HB) technique in the case of implicit nonlinear equations with memory. This new formalism, based on a double Fourier transform of the nonlinearity derivatives versus the time-domain commands, has been developed especially in order to permit the direct coupling of the semiconductor equations of a GaInP/GaAs heterostructure bipolar transistor in a circuit simulator based on the HB analysis technique.

I. INTRODUCTION

▼IRCUIT simulators require numerical algorithms to determine the steady-state regimes of microwave circuits. This job essentially consists of computing the solution of a nonlinear system of equations described either with a timedomain method or an harmonic balance (HB) method. Numerous techniques, which can be put into two classes, are presently available. The first one consists of transforming the problem into an optimization problem, whereas the second one is based on directly solving nonlinear equations using a fixedpoint iterative method. Most of computer-aided design (CAD) software for microwave nonlinear circuit analysis presently reduce the nonlinear semiconductor devices to equivalent circuit elements with closed-form analytical approximations for the nonlinear elements. These analytical approximation functions are very often explicit, which signifies that they can be written as (1) where y represents the nonlinear function of the command variable x

$$\boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{f}_{\boldsymbol{NL}} \bigg[\mathbf{x}(t), \, \mathbf{x}(t-\tau), \, \frac{d\mathbf{x}}{dt}, \, \cdots \bigg]. \tag{1}$$

The ability to codesign circuits and devices will be a major feature of CAD tools for the design of monolithic microwave integrated circuits (MMIC's) [1]. In this aim, the coupling of circuit simulators and physical simulators appears to be very promising as it consists of replacing the analytical equivalent circuit by device simulators. This coupling may be based either on time-domain or HB methods [2]. Some attempts using the semiconductor equations have been made in the time domain [3] for heterojunction bipolar transistors (HBT's) and, in the case of an HB method, for field-effect transistor (FET)

E. Ngoya is IRCOM-CNRS UMR no. 6615, Université de Limoges, Faculté des Sciences, 87060 Limoges Cedex, France.

Publisher Item Identifier S 1051-8207(97)03858-0.

devices [4]. In the case of semiconductor equations, nonlinear functions like current–voltage or capacitance–voltage characteristics are no longer explicitly known. Only an implicit expression of the nonlinearities as (2) is available:

$$\boldsymbol{f_{NL}}\left[\mathbf{x}(t), \, \mathbf{x}(t-\tau), \, \frac{d\mathbf{x}}{dt}, \, \mathbf{y}(t), \, \frac{d\mathbf{y}}{dt} \, \cdots \right] = 0.$$
 (2)

This letter is principally dedicated to the nonlinearity of type (2). The next section describes the mathematical formalism for a full computation of the Jacobian matrix in the case of a Newton–Raphson iterative method in the HB formalism. This technique, which allows to obtain accuracy, computational speed, and excellent convergence properties, has been successfully tested on the coupling of the semiconductor equations of a GaInP HBT to a circuit simulator based on the HB analysis technique.

II. THE JACOBIAN MATRIX COMPUTATION

The HB analysis technique has been already described in several papers [5]. This numerical method is used to determine the steady-state regime of microwave circuits and has proved to be efficient and accurate. In the frequency domain, the modified nodal analysis equation describing the circuit takes the form

$$H(\mathbf{X}) = \mathbf{X} - \mathbf{A}_{\mathbf{y}} \mathbf{Y}(\mathbf{X}) - \mathbf{A}_{\mathbf{g}} \mathbf{G}$$
$$= \mathbf{0}$$
(3)

where X represents the Fourier transform vector of the commands, Y(X) the Fourier transform vector of the nonlinearities, G the Fourier transform vector of the generators, and A_y and A_g some linear matrix of elements. Several numerical techniques can be employed to achieve the solution of such a problem [6], [7]. The most employed is the Newton iterative method. In computer implementation, the general Newton iteration is formulated as

$$\mathbf{J}_{\mathbf{H}}(\mathbf{X}^k)(\mathbf{X}^{k+1} - \mathbf{X}^k) = -\mathbf{H}(\mathbf{X}^k).$$
(4)

 J_H is the Jacobian matrix of the nonlinear system of equations. If we consider (3), J_H can be computed as

$$\mathbf{J}_{\mathbf{H}} = \mathbf{1} - \mathbf{A}_{\mathbf{y}} \left[\frac{\partial \mathbf{Y}(\mathbf{X})}{\partial \mathbf{X}} \right]$$
(5)

where 1 is the identity matrix and $[\partial Y(X)/\partial X]$ is the matrix of the nonlinearity derivatives in the frequency domain.

1051-8207/97\$10.00 © 1997 IEEE

Manuscript received January 7, 1997.

R. Sommet is with IRCOM-CNRS UMR no. 6615, IUT GEII, 19100 Brive la Gaillarde, France.

The general term $\partial \mathbf{Y}_k / \partial \mathbf{X}_l$ of this matrix is given by the derivative of the *k*th component of the nonlinearity versus the *l*th component of the command variable. In the case of an explicit form of the nonlinearities, $\partial \mathbf{Y}_k / \partial \mathbf{X}_l$ is given by

$$\frac{\partial Y_k}{\partial X_l} = \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} \left[\frac{\partial y(t)}{\partial x(t)} + e^{-jl\omega_0\tau} \frac{\partial y(t)}{\partial x(t-\tau)} + \cdots \right] \cdot e^{-j(k-l)\omega_0 p \Delta t}.$$
(6)

We recognize in (6) the (k-l)th term of the discrete Fourier transform (DFT) of

$$\left[\frac{\partial y(t)}{\partial x(t)} + e^{-jl\omega_0\tau} \frac{\partial y(t)}{\partial x(t-\tau)} + \cdots\right].$$

Our interest here is principally in the computation of the solution with nonlinearities expressed by (2). Indeed, If we consider an HBT physical simulator, the nonlinear variables are the carrier densities n and p, the potential φ , and the current densities Jn and Jp. In the case of drift diffusion (DD) equations, two continuity equations link dn/dt, dp/dt, and the current densities Jn, Jp. The presence of the time-domain derivatives of n and p in these equations expresses a memory effect. The boundary conditions on the electrostatic potential φ are expressed by the command vector x(t). Also, it provides us a current–voltage relationship in the implicit form as (2). Time-domain discretization of the DD equations and the solving of the nonlinear system gives the values of the nonlinearity vector y as a function of the command vector x where

$$y = \{y(t_0) \cdots y(t_{N-1})\}$$
 (7a)

$$x = \{x(t_0) \cdots x(t_{N-1})\}.$$
 (7b)

Simultaneously, the derivatives $\partial y(t_n)/\partial x(t_m)$ can be obtained either analytically or either by numerical differentiation. In the case of an implicit form

$$\frac{\partial Y_k}{\partial X_l} = \frac{\partial}{\partial X_l} \left[\frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} y(p) e^{jk\omega_0 p\Delta t} \right]$$
(8)

$$=\frac{1}{N}\sum_{p=0}^{N-1}\frac{\partial y(p)}{\partial X_l}e^{jk\omega_0p\Delta t}$$
(9)

or y(p) is a function of all the time-domain command samples, so

$$\frac{\partial y(p)}{\partial X_l} = \sum_{m=0}^{N-1} \frac{\partial y(p)}{\partial x(p-m)} \frac{\partial x(p-m)}{\partial X_l}$$
(10)
$$\frac{\partial Y_k}{\partial X_l} = \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} \left[\sum_{m=0}^{N-1} \frac{\partial y(p)}{\partial x(p-m)} \frac{\partial x(p-m)}{\partial X_l} \right]$$
$$\cdot e^{-jk\omega_0 p\Delta t}$$
(11)

or

$$x(k) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{jk\omega_0 k\Delta t}$$
(12)



Fig. 1. Schematic of the HBT model.

so

$$\frac{\partial x(p-m)}{\partial X_l} = e^{jl(p-m)\Delta t}.$$
(13)

Writing (13) in (11), we obtain

$$\frac{\partial Y_k}{\partial X_l} = \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} \left[\sum_{m=0}^{N-1} \frac{\partial y(p)}{\partial x(p-m)} e^{jl(p-m)\omega_0 \Delta t} \right]$$
$$\cdot e^{-jk\omega_0 p \Delta t}.$$
 (14)

We define also $u_m(p) = \partial y(p)/\partial x(p-m)$ as a function of p with m constant. Then, (14) becomes

$$\frac{\partial Y_k}{\partial X_l} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} N \left[\frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} u_m(p) e^{-j\omega_0(k-l)p\Delta t} \right] \cdot e^{-jlm\omega_0\Delta t}$$
(15)

or $(1/N) \sum_{p=0}^{N-1} u_m(p) e^{-j\omega_0(k-l)p\Delta t}$ represents the (k-l) term of the DFT of $u_m(p)$ written $U_m(k-l)$.

Finally, $\partial Y_k / \partial X_l = (1/N) \sum_{m=0}^{N-1} NU_m(k-l) e^{-jl\omega_0 m \Delta t}$. This expression exhibits the *l*th term of the DFT of $NU_m(k-l)$ written $\hat{U}(k-l, l)$.

The exact Jacobian matrix of the nonlinear system is obtained by application of a double Fourier transform to the nonlinearity derivatives versus time-domain commands.

III. RESULTS

This previous method has been successfully applied to the direct coupling of the semiconductor equations of a GaInP/GaAs HBT in our laboratory HB simulator. The devices, manufactured at the Thomson LCR foundry [8], have been used for the optimization of a class B power amplifier for mobile communication at 1.8 GHz. The HBT device represented in Fig. 1 is biased through a $\lambda/4$ transmission line which allows to short circuit the 2^d harmonic of the collector voltage. Optimization of the amplifier becomes feasible in terms of device characteristics or embedding impedances for a particular device as the calculation of the steady-state regime takes about 20 min per power point using an HP712/60 workstation. In Fig. 2 we have represented the results of the amplifier in terms of embedding impedances. Current waveform as well as the load line in the output plane of the device are shown in Figs. 3 and 4.



Fig. 2. Schematic of the simulated circuit.



Fig. 3. Temporal collector current waveform IC(t).

IV. CONCLUSION

A new technique, applied in particular for HB-based circuit analysis, has been presented. More than being another technique which provides only high computational efficiency and a high rate of convergence, the main advantage of this developed technique is its ability to a treat circuit especially in the case of implicit nonlinearities with memory like currents resulting from a device simulator. It has proved to be very efficient for the calculation of power amplifiers for mobile communication



Fig. 4. Load line representing the collector current IC versus the collector-emitter tension VCE.

and can be used more generally for getting the solution of a nonlinear system of equations.

REFERENCES

- R. W. Dutton and Z. Yu, "Architecture of TCAD for high frequency application," in *Workshop on Nonlinear CAD MTT-S'96*, San Francisco, CA, June 17, 1996, pp. 2–26.
- C. M. Snowden, "Physical models of microwave and millimeter-wave transistors and their application to non linear CAD," in *Workshop on Nonlinear CAD MTT-S'96*, San Francisco, CA, June 17, 1996, pp. 2–26.
 G. N. Henderson, "An accurate large-signal physical model for mi-
- [3] G. N. Henderson, "An accurate large-signal physical model for microwave GaAs/AlGaAs HBT's," *Int. J. Microwave and Millimeter Wave Comp. Aided Design*, vol. 6, no. 3, pp. 153–165, 1996.
- [4] J. C. Rodrigues, M. J. Howes, and J. R. Richardson, "Direct use of MESFET physical model in nonlinear CAD," in *IEEE MTT-S'92*, Albuquerque, NM, June 1-5, 1992.
- Albuquerque, NM, June 1–5, 1992.
 [5] M. Gayral *et al.*, "The spectral balance: An analysis method of nonlinear microwave circuits driven by multitone generators," in *IEEE MTT Symp.*, June 1987, p. 119.
 [6] K. S. Kundert, J. K. White, and A. Sangiovanni-Vincentelli, *Steady State*
- [6] K. S. Kundert, J. K. White, and A. Sangiovanni-Vincentelli, Steady State Methods for Simulating Analog and Microwave Circuits. New York: Kluwer, 1990.
- [7] M. S. Nakla and J. Vlach, "A piecewise harmonic balance technique for determination of periodic response of nonlinear systems," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-23, Feb. 1976.
- [8] S. L. Delage, D. Floriot, H. Blanck, S. Cassette, E. Chartier, M.-A. diForte-Poisson, C. Brylinsky, Y. Perréal, and D. Pons, "Power GaInP/GaAs HBT MMIC's," in 24th Euro. Microwave Conf., 1994, pp. 1143–1148.

3.2 Model Order Reduction of Linear and Nonlinear 3D Thermal Finite-Element Description of Microwave Devices for Circuit Analysis[96]

Le second article synthétise les activités de simulation et modélisation thermique et présente la **méthode de réduction d'ordre des modèles thermiques obtenus par éléments finis par la méthode des vecteurs de Ritz**. Il explique également comment nous pouvons étendre le concept de réduction de modèles linéaires à la notion de modèles non linéaires grâce à la transformée de Kirchoff et l'interpolation de modèles linéaires. Nous pouvons ainsi avec les outils mis en place extraire un modèle thermique de n'importe quel composant ou circuit. Nous pouvons également choisir les points ou nous souhaitons visualiser la température ainsi que le nombre de constantes de temps thermique du modèle.

Model Order Reduction of Linear and Nonlinear 3D Thermal Finite-Element Description of Microwave Devices for Circuit Analysis

Raphaël Sommet,¹ Christophe Chang,¹ Raymond Quéré,¹ Philippe Duême²

¹ IRCOM CNRS, IUT GEII, 7, rue Jules Valles, Brive la Gaillarde, France, 19100 ² Thales Airborne Systems, Elancourt, France, 78851 Cedex

Received 1 October 2004; accepted 24 April 2005

ABSTRACT: Electrothermal models of power devices are necessary for the accurate analysis of their performances. For this reason, this article deals with a methodology to obtain an electrothermal model based on a reduced model of a 3D thermal finite-element (FE) description for its thermal part and on pulsed electrical measurements for its electrical part. The reduced thermal model is based on the Ritz vector approach, which ensures a steady-state solution in every case. An equivalent SPICE subcircuit implementation for circuit simulation is proposed and discussed. An extension of the method to a nonlinear reduced model based on the Kirchoff transformation is also proposed. The complete models have been successfully implemented in circuit simulators for several HBT or PHEMT device structures. Many results concerning devices and circuits are presented, including simulation of both the static and dynamic collector-current collapse in HBTs due to the thermal phenomenon. Moreover, the results in terms of the circuit for an X-band high-power amplifier are also presented. As for the nonlinear approach, results concerning an homogeneous structure is given. © 2005 Wiley Periodicals, Inc. Int J RF and Microwave CAE 15: 398–411, 2005.

Keywords: 3D thermal simulation; reduction technique; Ritz vector; SPICE subcircuit; transient temperature simulation; pulsed measurements; high-power amplifier; nonlinear model; Kirchoff transformation

I. INTRODUCTION

It is essential for many applications today to generate high power at microwave frequencies. Many Si or GaAs components such HBTs or PHEMTs have been developed and enhanced, but they are now reaching their limits and the technology will require other materials such SiC or GaN for high-power generation. The constant increase of power density in these devices makes them strongly dependent on temperature. Due essentially to the limiting factor of reliability, new advances in terms of thermal management, reliability [1], electrical behavior, and topology have been pushed ahead, tending to the ultimately predicted 10 W/ μ m² figure of merit [2]. Thermal management of the devices is one of the key reasons for this success. In general, HBT technology uses an integrated-emitter ballast resistance to prevent a thermal runaway. Thus, the risk of a hot spot in the emitter is reduced or can be mastered. Moreover, in order to improve the thermal resistance of the devices, many techniques can be applied, such as the use of a heat spreader to connect fingers [3], flip-chip mounting technology [4], or the use of thick copper or diamond materials on top of the emitter finger [5].

Correspondence to: Raphaël Sommet; e-mail: sommet@ brive.unilim.fr.

DOI 10.1002/mmce.20105

Published online 18 July 2005 in Wiley InterScience (www. interscience.wiley.com).

^{© 2005} Wiley Periodicals, Inc.



Figure 1. Coupling between thermal model and electrical model.

The aim of this article is to present a methodology and a full electrothermal model in order to quantify precisely the variation of electrical performances of a device versus temperature. First, we describe the thermal finite-element (FE) simulation of transistor devices and then the reduction method we have developed for obtaining a thermal linear reduced model and its SPICE equivalent circuit. We also examine how to extend the linear approach to the nonlinear one. Implementation and validation of the model in circuit simulators are discussed and demonstrated for transistor devices as well as circuits due to the electric measurements of temperature and electric quantities. The nonlinear-model results concerning a homogeneous structure are also presented. The full nonlinear results concerning PHEMTs will be published elsewhere.

II. PREDICTION OF ELECTRICAL AND THERMAL BEHAVIOR

An accurate prediction of thermal and electrical behaviors is possible by simulating the coupled electrical and thermal systems simultaneously. Because most of the nonlinear transistor models are implemented in circuit simulators, it is more interesting to perform electrothermal simulation inside the circuit simulator. In order to include the thermal effects in the circuit simulation, we use a thermal model based on an analogy between voltage and temperature as well as current and dissipated power. In this case, a thermal circuit network characterized by a thermal admittance matrix Y_{th} which verifies eq. (1) can be identified:

$$\mathbf{F} = \mathbf{Y}_{\mathsf{th}} \cdot \mathbf{d},\tag{1}$$

where \mathbf{F} and \mathbf{d} respectively represent the distribution of the dissipated power and the temperature at each emitter finger. The simplest model usually implemented consists of a thermal resistance and capacitance cell for each emitter finger. These thermal networks have to be connected to the electrical system, as shown in Figure 1. This thermal model for transistors is rather poor and does not take into account the thermal-coupling transistor elementary finger. It is not sufficient to obtain good accuracy in the device response, especially when a transient simulation is performed.

In order to generate an accurate thermal model that will be able to give a correct estimation of the temperature distribution in the device, a 3D thermal simulation tool is required.

The thermal system is governed by the following heat equation:

$$\nabla \cdot (\kappa(T)\nabla T) + g = \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t}, \qquad (2)$$

where κ is the thermal conductivity, *T* is the temperature, ρ is the density, C_p is the specific heat, and *g* is the volumetric heat generation.

Assuming κ is constant and equal to the conductivity at 300° K, the FE formulation of eq. (2) leads to the semidiscrete heat equation:

$$\mathbf{M}\dot{\mathbf{d}} + \mathbf{K}\mathbf{d} = \mathbf{F},\tag{3}$$

where the conductivity matrix \mathbf{K} and the specific heat matrix \mathbf{M} are an *n*-by-*n* symmetric and positive-

definite matrix, **d** is the *n*-by-1 temperature vector at the mesh nodes, and **F** is the *n*-by-1 load vector which takes into account the power generation and the boundary conditions.

We can express eq. (3) in the Fourier domain as

$$(j\omega \mathbf{M} + \mathbf{K}) \cdot \mathbf{d} = \mathbf{Y}_{th} \cdot \mathbf{d} = \mathbf{F}, \tag{4}$$

where $\mathbf{Y_{th}}$ represents the *n*-by-*n* thermal admittance matrix.

Unfortunately, the admittance matrix dimension is very large (n several thousands), which makes prohibitive its direct integration into a circuit simulator. This is why a model order reduction (MOR) technique has been used. Moreover, we do not need to know the all node temperatures in order to perform an electrothermal simulation, but only those that are connected to the electrical circuit.

III. MODEL ORDER REDUCTION: LINEAR CASE

A. Theoretical Approach

Most reduction techniques (Padé, Schur, and so on) [6-9] are based on extracting a small set of dominant poles (eigenvalues and their corresponding eigenvectors) to represent the original system which may contain thousands of poles. In general, these methods are computation intensive and require special care in order to avoid unstable poles. It has been shown [10-12] that the Ritz-vector approach will assure that important response modes are not neglected and yield improved accuracy with fewer vectors, as compared to the use of eigenvectors. Moreover, this method ensures that the steady-state temperature will be exact. The procedure for generating orthogonal Ritz vectors leads to an *m*-by-*n* projection matrix, given by

$$\mathbf{\Phi}_m = [\boldsymbol{\varphi}_1 \dots \boldsymbol{\varphi}_m], \tag{5}$$

which is constituted by m Ritz vectors. The algorithm for the generation of Ritz vectors may be found in [11].

The vectors are generated from the following recurrence relationship:

$$\mathbf{K}\mathbf{x}_i^* = \mathbf{M}\mathbf{x}_{i-1} \quad i = 2, \dots m. \tag{6}$$

The first vector is obtained from the solution of

$$\mathbf{K}\mathbf{x}_i^* = \mathbf{F}.$$
 (7)

The vector are orthogonalized and normalized at each step by the use of a Gram–Schmidt procedure as follows:

$$\mathbf{x}_i = \mathbf{x}_i^* - \sum_{j=1}^{i-1} c_j \mathbf{x}_j,\tag{8}$$

where $c_j = \mathbf{x}_j^T \mathbf{M} \mathbf{x}_i^*$ because, after each vector is found, it is "**M**" normalized as $\mathbf{x}_j^T \mathbf{M} \mathbf{x}_j = 1$.

The first Ritz vector represents a static response to the load vector \mathbf{F} , and the other ones concern the dynamic response of the structure, where *m* is directly linked to the precision of the transient response and is often several orders lower than *n*.

This Φ_m matrix satisfies the following relationship:

$$\mathbf{d} = \mathbf{\Phi}_m \mathbf{p} \tag{9}$$

and what we call an M-orthogonalization:

$$\boldsymbol{\Phi}_m^T \mathbf{M} \boldsymbol{\Phi}_m = \mathbf{I}_m, \tag{10}$$

where **p** is an *m*-by-1 temperature vector in the reduced system and I_m is the *m*-by-*m* identity matrix.

Applying transformation (9) to eq. (3) and multiplying by Φ_m^T , we obtain

$$\boldsymbol{\Phi}_{m}^{T}\mathbf{M}\boldsymbol{\Phi}_{m}\dot{\mathbf{p}} + \boldsymbol{\Phi}_{m}^{T}\mathbf{K}\boldsymbol{\Phi}_{m}\mathbf{p} = \boldsymbol{\Phi}_{m}^{T}\mathbf{F}, \mathbf{I}_{m}\dot{\mathbf{p}} + \mathbf{K}^{*}\mathbf{p} = \boldsymbol{\Phi}_{m}^{T}\mathbf{F}.$$
(11)

The next step consists of finding the eigenvalues λ_i in order to obtain a set of *m* independent differential equations.

Then, let Ψ be an *m*-by-*m* projection matrix, which satisfies $\mathbf{p} = \Psi \mathbf{t}$, where \mathbf{t} is an *m*-by-1 temperature vector in the diagonalized system.

The diagonalized reduced system governing equation is then given by

$$\dot{\mathbf{t}} + \mathbf{\Lambda}_m \mathbf{t} = \mathbf{\Psi}^T \mathbf{\Phi}_m^T \mathbf{F}, \qquad (12)$$

where $\Lambda_m = diag \ [\lambda_1 \cdots \lambda_m].$

Eq. (9) can be written in the Fourier domain as

$$\begin{bmatrix} j\omega + \lambda_1 & 0 & 0\\ 0 & \ddots & 0\\ 0 & 0 & j\omega + \lambda_m \end{bmatrix} \mathbf{t}(\omega) = \mathbf{\Psi}^T \mathbf{\Phi}_m^T \cdot \mathbf{F}.$$
 (13)

In the electrothermal simulation, only r nodes corresponding to the boundary conditions and to the power injection will be retained, so we introduce an



Figure 2. SPICE subcircuit description.

r-by-*n* selection matrix **S** which satisfies $\mathbf{d}_r = \mathbf{S} \cdot \mathbf{d}$ and $\mathbf{F} = \mathbf{S}^T \mathbf{F}_r$.

The dissipated power profile in a multifinger transistor may change during the operation, so Ritz vectors evaluated for a specified load vector direction will not always lead to an accurate temperature response. This is why, in order to account for the load-vector variation, we express the load vector \mathbf{F}_r as the superposition of unitary spatial load vectors $\mathbf{Fu}_i = [0 \cdots 1 \cdots 0]^T$, where Pi, the power dissipated at node *i*, is able to change during the operation:

$$\mathbf{F}_{r} = \sum_{i=1}^{r} Pi(\omega) \cdot \mathbf{F} \mathbf{u}_{i}.$$
 (14)

The global response corresponds to the linear combination of each individual response with the *Pi* coefficients.

B. Implementation

The reduction software has been written in C-ANSI and uses the BLAS and LAPACK libraries. These libraries are well suited because the matrices are symmetric band and positive-definite. The inputs **F**, **M**, **K** are the nodes corresponding to the fixed baseplate temperature as well as the retained nodes for the outputs of the reduced model.

These data proceed from the FE tool MODULEF [13] from INRIA or ANSYS [14]. The outputs are the

eigenvalues of **K***, which are directly linked to the thermal time constants and the *r* matrices $Ai = S\Phi\Psi$ obtained for each unitary power injection. These outputs are used in order to automatically generate a SPICE format file for the thermal subcircuit. This subcircuit is composed by resistors $(1/\lambda_{ij})$ in parallel with the unitary capacitors, CCCSs to inject power and VCVSs to collect temperatures at the retained nodes. It translates eq. (11) and the basic transformation to return to the initial coordinate system. Figure 2 shows the schematic of the SPICE circuit for r = 2. This schematic can be easily extended to a greater value of *r*. The respective variables and the symbols are as follows:

Pi is the input power at node $i(1 \le i \le r)$; $Ai = S\Phi\Psi$, where *i* is the index of the node of injected power $(1 \le i \le r)$ and Ai_{kl} is the Ai[k, l] term of the matrix Ai, t_{ij} is the contribution of input power *i* for the reduced variable t $(1 \le i \le r, 1 \le j \le m)$; d_{ij} is the contribution of input power *i* for the temperature node j $(1 \le i \le r, 1 \le j \le r)$; d_i is the complete contribution of all input powers (superposition theorem) for node i $(1 \le i \le r)$.

In Figure 2, we can observe several blocks of m RC cells, where m typically gives the number of time constants that are considered for the reduction (corresponding also to the number of Ritz values). For



Figure 3. Homogeneous structure used for derivation of the nonlinear thermal equation.

each input power *i*, we can observe *r* blocks corresponding to the contribution of the considered power to each of the *r* output temperatures, which means that the coupling terms d_{ij} represent the contribution of the *i* input power for the temperature at node *j*. The complete contribution of all input powers is obtained due to the superposition theorem.

In this case, the total number of passive elements used for the SPICE circuit is r.r.m. For example, if we consider an eight-finger HBT with one selected temperature per finger and 20 Ritz vectors, 1280 passive elements will be used to generate the SPICE subcircuit.

IV. MODEL ORDER REDUCTION: THE NONLINEAR CASE

A. Theoretical Approach

The thermal conductivity of substrate materials, such as GaAs, Si, GaN, and so forth, used for RF and

microwave devices exhibit a temperature dependence of the following form:

$$\kappa(T) = \kappa(T_{ref}) \left(\frac{T}{T_{ref}}\right)^{-\alpha} \alpha > 0, \qquad (15)$$

where T_{ref} is an arbitrary reference temperature. This temperature dependence results in a decrease of the thermal conductivity from 45 W/m.K at 293° K to 25 W/m.K at 473° K for GaAs substrates. The MOR technique presented in the previous sections is based on linear transformations and thus must be adapted in order to capture the nonlinear thermal behavior. However, the MOR of nonlinear networks remains a difficult task [15], so we adopted as a first approximation, a method based on the Kirchoff transformation of the temperatures at the measuring nodes. This approach has the advantage of allowing an easy integration in common circuit-analysis software. Considering a homogeneous structure, as shown in Figure 3, the 3D nonlinear thermal equation (2) is rewritten as follows:

$$\begin{cases} \nabla \cdot (\kappa(T)\nabla T) + g = \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} \\ T(x, y, z, t) = T_0 & \text{on } \Gamma_3 \\ -\kappa(T)\nabla T \cdot \hat{n}|_{\Gamma} = Q_{\Gamma} & \text{on } \Gamma_2 \text{ and } \Gamma_1 \end{cases}$$
(16)

where \hat{n} is the outward normal vector on the boundary surface where the Neumann conditions Q_{Γ} are defined. In order to linearize eq. (16), the Kirchoff transformation [16] allows us to transform the real temperature T in a fictitious temperature θ as follows:

$$\theta = T_{ref} + \frac{1}{\kappa(T_{ref})} \int_{T_{ref}}^{T} \kappa(T) dT.$$
(17)



Figure 4. Equivalent nonlinear reduced model at a particular measuring node.

TABLE I. Material Properties

Material	κ [W/m.K] 20°C	Cp [J/kg.K]	Density [kg/m ³]
GaAs	45	330	5307
Al	237	898	2700
Si3N4	10	720	3200
Cr	91	192	7100
Mo	140	251	10200
Au	315	129	19300
Brass	115	385	8550
GaInP	5.2	350	5307
W	163	134	19250

From eq. (17), it follows that $\kappa(T_{ref})\nabla\theta = \kappa(T)\nabla T$ and the nonlinear thermal equation becomes

$$\begin{cases} \kappa(T_{ref})\nabla^2\theta + g = \rho C_p \frac{\kappa(T_{ref})}{\kappa(T)} \frac{\partial\theta}{\partial t} \\ \theta(x, y, z, t) = \theta_0 & \text{on } \Gamma_3 \\ -\kappa(T_{ref})\nabla\theta \cdot \hat{n}|_{\Gamma} = Q_{\Gamma} & \text{on } \Gamma_2 \text{ and } \Gamma_1 \end{cases}$$
(18)

The Neumann boundary condition is preserved by the Kirchoff transformation. Apart from the right-handside term, the transformed equation is a linear one. Another transformation of the time scale can be used to fully linearize eq. (16) [17]. However, the experiments realized by maintaining the ratio $\kappa(T_{ref})/\kappa(T)$ constant have shown that a reasonable accuracy is preserved. Thus, the treatment of the homogeneous nonlinear thermal behavior is performed by reducing the linear network using the technique proposed in section III. This reduction provides the output of the SPICE equivalent network with a set of fictitious temperatures at the measuring nodes. To obtain the real temperature, one has to inverse the Kirchoff relation given in eq. (17). Using the relation given in eq. (15), the inverse relation is readily obtained as

$$T = T_{ref} \left[\alpha + (1 - \alpha) \frac{\theta}{T_{ref}} \right]^{1/1 - \alpha}.$$
 (19)

This nonlinear relation can be easily implemented in the circuit-analysis software with the aid of a nonlinear voltage controlled voltage source. However, the choice of the parameter T_{ref} is an important point for obtaining the best accuracy of the approximation made. Indeed, the Ritz vector MOR approach assumes the choice of a reference temperature of the base plate. As the model must be used for various temperatures of the base plate, the T_{ref} parameter is not unique. To optimize the choice of the parameter, an interpolation formula is used in this approach. This interpolation is based on two reduced models that correspond to the conductivities associated with the minimum and maximum base-plate temperatures, respectively. Let us denote T_{min} and T_{max} as those temperatures and T_0 as the actual base-plate temperature. An interpolation function is defined as

$$A(T_0) = \frac{T_0 - T_{min}}{T_{min} - T_{max}}.$$
 (20)

During the simulation process, two fictitious temperatures θ_1 and θ_2 are obtained from the reduced models, derived with reference temperatures T_{min} and T_{max} , respectively, as shown in Figure 4 for a particular measuring node. From these two temperatures, an approximate fictitious temperature is obtained as

$$\tilde{\theta} = (1+A)\theta_1 - A\theta_2 \tag{21}$$

and the nonlinear voltage source is finally given by

$$T = T_0 \left[\alpha + (1 - \alpha) \frac{\tilde{\theta}}{T_0} \right]^{1/1 - \alpha}.$$
 (22)

The whole equivalent circuit is represented in Figure 4.

V. VALIDATION OF THE MODELS ON COMPONENTS

The reduction technique has been tested on various transistors [18, 19]. Firstly, we make a comparison between the 3D FE simulation and the reduced model for two kinds of transistors: an $8 \times 2 \times 40 \ \mu m$ GaInP/GaAs HBT from the UMS foundry and a PHEMT 1680 μm from the TRIQUINT foundry. The thermal properties of



Figure 5. Microscopic view of UMS CEPD824.



Figure 6. Comparison between the transient 3D FE simulation and the Ritz vector approach.

the materials used to perform both simulations are presented in Table I. This first results are given in order to prove that our reduced model can reproduce accurately the thermal behavior of the devices. Then we propose some results in order to validate the 3D FE thermalsimulation approach. These results are based on a comparison between the 3D FE simulation of the temperature and some measurements of the temperature via an electrical method. The next step consists of using the model in the simulation of the dynamic of the currentcollapse phenomenon which occurs in HBT devices. In this case, our model gives us the opportunity to optimize the ballast resistor usually employed to avoid this draw-



Figure 7. Microscopic view of the TRIQUINT PHEMT 1680.

back. We conclude with some results concerning the nonlinear aspect.

A. Results for the UMS HBT CEPD824

For the GaInP/GaAs UMS, an HBT technology with thermal shunt was used [3]. The thermal shunt connects the emitter fingers by a thick gold bridge. The temperature gap between fingers is reduced because the emitters are now thermally coupled to each other. The transistor consists of a 100-mm-width GaAs substrate brazed on a 2-mm-width Molybdenum baseplate at 300° K. The emitters are grounded to the Au backside through via-holes. The dissipated power (600 mW) has been considered uniform and localized in the collector in a volume of $2 \times 0.6 \times 36 \ \mu m^3$. The detailed microscopic view is shown in Figure 5. It is important in the mesh of the device to take into account the GaInP emitter. As a matter of fact, the GaInP thermal conductivity is ten times smaller than GaAs conductivity. So the emitter acts like a barrier for the heat transfer. An error of about 10 percent on the thermal resistance is made if GaAs material is used for the emitter layer instead of GaInP material. About 25000 nodes are necessary to mesh this structure.

Figure 6 shows the junction temperature plotted using the reduced thermal model with 20, 30, and 50 Ritz vectors and the 3D FEM-based response. The very good agreement obtained between the 3D simulations and the reduced models exhibits the power of the reduction method.



Figure 8. Comparison between transient 3D FE simulation and Ritz vector approach.

B. Results for the TRIQUINT PHEMT 1680 μ m

Our method has also proved to be efficient on a 1680- μ m TRIQUINT PHEMT for grid development (12 fingers of 140 μ m). The top view of the TRIQUINT PHEMT 1680 and the mesh of a half-structure of six fingers are presented in Figure 7. The transistor is fixed on brass (200 μ m) and aluminium (1 mm). About 30,000 nodes are necessary to simulate half of the structure using the FE simulator ANSYS. Figure 8 shows the junction temperature plotted using the reduced thermal

model with 5, 10, 25, and 50 Ritz vectors and the 3D FEM-based response. The level of power pulse applied during 10 μ s to the channel of the transistor for this simulation is 0.519 W. Very good agreement between the 3D simulations and the reduced models can be seen, similar to the results obtained for the HBT.

C. Conclusion for Both Structures

For both structures, the good agreement between the 3D simulations and the reduced models exhibits



Figure 9. Comparison between 3D FE simulation measurements of the temperature.



Figure 10. IV output for different values of emitter ballast resistor.

the power of the reduction method, which divides the node number by more than 500. We can note that the final thermal response is always obtained; only the transient response is fully dependent on the number of the Ritz vectors, which in fact gives the number of thermal time constants that will be taken into account in the response. The simulation of the equivalent SPICE circuit in a circuit simulator such as ADS for the model using 50 Ritz-vector approximations takes less than 1 μ s to achieve. The 50 Ritz vectors exhibit a very high precision for transient simulation for a time duration less than 1 μ s. If we consider the time duration between 10 μ s and 50 μ s, only 10 or 20

Ritz vectors can be considered such that the CPU time for simulation will be reduced.

D. Comparison Between the 3D FE Simulation Measurements of the Temperature by an Electrical Method

Figure 9 presents first the comparison between the transient-junction temperature response to a power pulse of 400 mW evaluated via measurements, and the FE-based simulation for a $2 \times 2 \times 30$ - μ m Al-GaAs/GaAs HBT.

The difference between the measurements and the simulated response at increasing temperatures is due



Figure 11. Simulated circuit.



Figure 12. Dynamic current collapse phenomenon.

to the nonlinear thermal behavior of GaAs conductivity, which is not taken into account in the simulation. However, this difference is small enough to validate the linear FE simulation. Moreover, M and K must be constant in order to apply the reduction technique. Thus, the nonlinear simulation has been excluded here. The junction-temperature measurement has been achieved using an electrical method [20]. The first step of the characterization process is the calibration of the decrease of the intrinsic base-emitter voltage for a constant base current versus temperature. Measurements made on AlGaAs/GaAs heterojunctions have shown a constant slope of

$$\frac{\partial Vbe}{\partial T} = -1.7 \text{ mV/K.}$$
(23)

The second step consists of performing the measurement of the base-emitter-voltage transient response to a power pulse Pd = Vce.Ic at 300° K. Hence, the base-emitter-voltage decrease is the image of the temperature rise inside the transistor. The FE response is obtained by simulating the HBT structure using a 23,000-nodes mesh with MODULEF and leads to a thermal resistance of 296 K/W. These first sets of results exhibit good agreement between the measurements and the FE simulation, which validates our FE-method approach in terms of the whole 3D thermal simulation.

E. Prediction and Simulation of the Static and Dynamic Current Collapse Phenomenon

In order to simulate the current-collapse phenomenon which occurs in HBTs [21–23], the emitter ballast of the transistor has been forced to 2Ω in the electrical part of the model of the UMS HBT 8 × 2 × 40 μ m. This small value of the ballast resistor, as shown by the IV static curves in Figure 10, authorizes the current-collapse phenomenon to occur (see bias point). The simulated circuit for the current collapse is presented in Figure 11. The time-domain responses of the global current, finger current, and finger temperature are computed during 100 μ s.

Figures 12–14 show that there are several stages in the current-collapse phenomenon. This phenomenon starts in the outer finger and progresses to the center one. Before 4 μ s, all fingers have the same behavior. After 4 μ s, the outer-finger temperature as well as its



Figure 13. Finger current vs. time for half of the structure.



Figure 14. Global current vs. time for half of the structure.

finger current decreases, which corresponds to the beginning of the current-collapse phenomenon. Then it is up to the second finger and so on. The whole current in the device is mainly due to the center finger after 40 μ s. Figure 14 shows the global collector current decrease up to the steady state (see bias point in Fig. 10). Figure 12 shows (in 3D) the temperature increase versus time for each device finger. It clearly demonstrates the birth of the focalisation of the current at the center of the device. This value of 4 μ s

corresponds to the necessary duration for the heat to reach the heat spreader. Before this date, the device fingers are thermally uncoupled. After this date, they are all coupled together. The more the fingers are coupled together, the more the thermal time constants of the thermal reaction will be reduced, the more uniform the temperature distribution, and the currentcollapse phenomenon will be pushed back. One objective of thermal optimization of the device would be to reduce the time duration for the heat to reach the thermal shunt.

F. Validation of Nonlinear Approach

The theoretical approach presented in the previous section has been applied to an homogeneous structure corresponding to a finger of a power PHEMT transistor with 12 fingers of 140 μ m each. A comparison between the results of a full 3D nonlinear thermal simulation and those obtained from the nonlinear reduced model obtained with $T_{min} = 293^{\circ}$ K and $T_{max} = 433^{\circ}$ K is shown in Figure 15. This comparison clearly demonstrates the accuracy of the chosen approach, in both the steady-state and transient regimes. The case of heterogeneous structures is handled by modifying the exponent coefficient α and using an approximated value $\tilde{\alpha}$. This approach has



Figure 15. Comparison between the full nonlinear 3D model and the equivalent reduced model for different base plate temperatures and dissipated powers.



Figure 16. Measured transient linear gain S_{21} .

been successfully tested on the previous PHEMT mounted in its thermal environment. The results will be published elsewhere.

VI. CIRCUIT VALIDATION ON A PHEMT-BASED HIGH-POWER AMPLIFIER

This second application exhibits the capability of the model to be integrated in a circuit environment. A PHEMT-based high-power amplifier of 8 W in the X-band has been simulated and measured. Some simulation results are shown and compared to electrical measurements. The HPA is made of the TRIQUINT PHEMTs presented in the previous section. For this simulation, one temperature has been considered for each PHEMT 1680 of the second stage. Envelop-transient simulation in ADS has been performed. The period of the pulse signal is 50 μ s and the duty cycle is 12.5. P_{in} is -7 dBm and the RF frequency is assumed to be 10 GHz. The results presented in



Figure 17. Simulated transient linear gain S_{21} .



Figure 18. Simulated transient temperature.

Figures 16–18 show good agreement between the measured transient linear gain S_{21} and the simulated one. These results were obtained for two different baseplate temperature of 23°C and 50°C. In Figure 18, we can also observe the temperature increase during the pulse.

VII. CONCLUSION

Firstly, we have presented a method based on a 3D FE study to obtain a reduced thermal equivalent model for accurate prediction of the electrothermal behavior of any kind of power device. The reduction process, based on the Ritz-vector approach, leads to the generation of a SPICE format subcircuit that can be implemented in many circuit simulators. A comparison between a transient 3D thermal FE model and the reduced models on two types of devices (PHEMT and HBT) has validated our approach. Moreover, the 3D FE simulation has been validated by means of electrical measurements. Reduced models have also proved to be efficient and accurate for the simulation of a high-power amplifier. Reduced models will be a very useful to thermally optimize the device's structure and circuit. A nonlinear approach has been developed based on the Kirchhoff transformation. Coupled to the Ritz-vector approach, a nonlinear case for homogeneous structures has been demonstrated.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank D. Floriot of THALES TRT (France), Ph. Auxemery of UMS (France) for technical support and for providing the devices, the French MOD

410 Sommet et al.

(DGA/STTC), and TARGET Network of Excellence for financial support.

REFERENCES

- 1. H. Blanck, Industrial gainp/gaas power hbt mmic process, GAAS, Paris, 2000, p. 113.
- B. Bayraktaroglu, Hbt power devices and circuits, Solid-State Electron 41 (1997), 1657–1665.
- S. Delage, D. Floriot, H. Blanck, M. Di Forte Poisson, C. Brylinski, Y. Perreal, and D. Pons, Power gainp/gaas hbt mmic's, EuMC Cannes, France, 1994, pp. 1141–1148.
- 4. D. Hill and T. Kim, 28-v low thermal impedance hbt with 20-w cw output power, IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig 1 (1997), 137–140.
- D. Floriot, S. Delage, S. Piotrowicz, E. Chartier, and P. Auxemery, High-power hbt technology: Present and trends, GAAS London, 2001, p. 57.
- B. Moore, Principal component analysis in linear systems: Controllability, observability, and model reduction, IEEE Trans Automatic Control 26 (1981), 17–32.
- A. Rachid and G. Hashim, Model reduction via schur decomposition, IEEE Trans Automatic Control 37 (1992), 666–668.
- M.G. Safonov and R.Y. Chiang, A schur method for balanced-truncation model reduction, IEEE Trans Automatic Control 34 (1989), 729–733.
- C. De Villemagne and R.E. Skelton, Model reduction using a projection formulation, Int J Contr 46 (1987), 2141–2169.
- J.T. Hsu and L. Vu-Quoc, A rational formulation of thermal circuit models for electrothermal simulation I: Finite-element method, IEEE Trans Circ Syst Applic 43 (1996), 721–732.
- J.T. Hsu and L. Vu-Quoc, A rational formulation of thermal circuit models for electrothermal simulation II: Model reduction techniques, IEEE Trans Circ Syst Theory Applic 43 (1996), 733–744.
- E.L. Wilson and M.W. Yuan, Dynamic analysis by direct superposition of Ritz vectors, Earthquake Eng Structural Dynam 10 (1982), 813–821.

- 13. INRIA, MODULEF manual, May 1997.
- 14. ANSYS, ANSYS manual, Release 6.1, April 2002.
- E. Gad, R. Khazaka, M. Nakhla, and R. Griffith, Circuit reduction technique for finding the steady state solution of nonlinear circuits, IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig 1 (2000), 83–86.
- W.B. Joyce, Thermal resistance of heat sinks with temperature-dependent conductivity, Solid-State Electron 18 (1975), 321–322.
- W. Batty and C.M. Snowden, Electro-thermal device and circuit simulation with thermal nonlinearity due to temperature dependent diffusivity, Electron Lett 36 (2000), 1966–1968.
- R. Sommet, D. Lopez, and R. Quere, Electrothermal harmonic balance simulation of an ingap/gaas hbt based on 3D thermal and semiconductor transport models, GAAS, Paris, 2000, pp. 516–519.
- R. Sommet, D. Lopez, and R. Quere, From 3D thermal simulation of hbt devices to their thermal model integration into circuit simulators via ritz vectors reduction technique, 8th Intersoc Conf Thermal and Thermomechan Phenomena Electron Syst (ITHERM 2002), San Diego, 2002, pp. 22–28.
- T. Peyretaillade, M. Perez, S. Mons, R. Sommet, P. Auxemery, J.C. Lalaurie, and R. Quere, A pulsed measurement-based electrothermal model of hbt with thermal stability prediction capabilities, IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig 3 (1997), 1515–1518.
- W. Liu and A. Khatibzadeh, The collapse of current gain in multi-finger heterojunction bipolar transistors: its substrate temperature dependence, instability criteria, and modeling, IEEE Trans Electron Devices 41 (1994), 1698–1707.
- W. Liu, S. Nelson, D.G. Hill, and A. Khatibzadeh, Current gain collapse in microwave multifinger heterojunction bipolar transistors operated at very high power densities, IEEE Trans Electron Devices 40 (1993), 1917–1927.
- K. Lu and C.M. Snowden, Analysis of thermal instability in multi-finger power algaas/gaas hbt's, IEEE Trans Electron Devices 43 (1996), 1799–1805.

BIOGRAPHIES



Raphaël Sommet received the French aggregation in applied physics in 1991 and a Ph.D. degree from University of Limoges in 1996. Since 1997, he has been a Permanent Researcher for the CNRS (French National Research Center) at IRCOM Labs in the Nonlinear Microwave Circuits and Subsystems team. His research interests concern HBT device simulation, 3D thermal finite-

element simulation, model order reduction, microwave circuit simulation, and generally the coupling of all physics-based simulation with circuit simulation.



Christophe Chang was born in Paris, France, in 1976. He received his Ph.D. degree in electronic engineering from the University of Limoges, France, in 2004. He is currently involved in 3D thermal simulations and model-reduction techniques in order to realize electrothermal analysis in a circuitsimulator environment.



Raymond Quéré received his electrical engineering degree from ENSEEIHT Toulouse, France in 1976, the French aggregation in applied physics in 1978, and his Ph.D. degree from the University of Limoges in 1989. In 1992 he was appointed a Full Professor at the University of Limoges, where he leads the nonlinear high-frequency devices, circuits, and systems research group at

the IRCOM-CNRS Laboratory. His main field of interest is in the area of nonlinear device and circuit modelling with a particular emphasis on nonlinear phenomena such as stability in power amplifiers. He is involved in a number of technical program committees and serves as a reviewer for several journals such as *Electronic Letters* and *IEEE Transactions on MTT*. In 2005, he was appointed the General Chairman of the European Microwave Week in Paris.



Philippe Duême received his engineering degree from Ecole Supérieure d'Electricité (SU-PELEC), Paris, France, in 1975. He started his microwave activity in 1979 at THOMSON-CSF (now THALES Research and Technology), Orsay, France. He joined the Airborne Systems Department in 1985 to set up the MMIC design team. Currently, he is MMIC Research Manager and expert in the Radio

Frequency Solutions Department of THALES Aerospace Division. His field of interest ranges from RF to millimeter-wave frequencies, including optoelectronics, interconnection, and CAD tools.

3.3 Behavioral Thermal Modeling for Microwave Power Amplifier Design[56]

Le troisième article présente les aspects de **modélisation comportementale** électrothermique sur les amplificateurs de puissance et comment nous avons appréhendé le couplage électrothermique. Nous avons montré dans ce travail la possibilité d'effectuer une modélisation électrothermique pour la simulation système et les outils qui sont mis en place à travers le simulateur SCERNE.

Behavioral Thermal Modeling for Microwave Power Amplifier Design

Julie Mazeau, Raphaël Sommet, Daniel Caban-Chastas, Emmanuel Gatard, Raymond Quéré, *Senior Member, IEEE*, and Yves Mancuso

Abstract—System-level models simplify the analysis of complex RF systems, such as transmission-reception modules, by expressing global input-output relationships. However, the development of high RF power models for nonlinear subsystems requires the prediction of the distortion induced by low-frequency memory effects such as self-heating effects. In this framework, we present a new electrothermal behavioral model for power amplifiers. This global model is based on the coupling between a behavioral electrical model derived from the transistor-level description of the amplifier and a thermal reduced model. This model, implemented into a circuit simulator, allows to predict the impact of the thermal effects in pulsed RF mode thanks to an envelope transient analysis. This approach has also been validated by measurements.

Index Terms—Behavioral electrothermal (BET) model, power amplifier, reduced thermal model, Ritz vector approach, systemlevel model, Volterra series.

I. INTRODUCTION

THE FAST development of high-performance subsystems requires the use of system-level simulations and models. However, designing tools to perform this task are limited. Either they use transistor-level description models to simulate the global performances of microwave systems (Fig. 1) or AM/AM AM/PM data. With the first approach, designers are commonly faced with very long simulation times and even with convergence problems. With the second one, dynamic nonlinear effects are not taken into account. An intermediate solution can be proposed by means of expertise of the transistor-level model [1]. Between transistor circuits and RF integrated circuits (ICs), behavioral models depict nonlinear subsystem behavior like high power amplifiers (HPAs) (Fig. 2). These models estimate the performance of an entire subsystem thanks to relatively "simple" equations able to capture the essential nonlinear behavior. This simplification allows to decrease simulation times and to accurately perform the complete analysis of microwave systems. This task remains difficult because of complex phenomena causing damages and

Manuscript received April 3, 2007; revised July 27, 2007.

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at http://ieeexplore.ieee.org.

Digital Object Identifier 10.1109/TMTT.2007.907715



Fig. 1. Description of circuit simulation with transistor-level model.



Fig. 2. Description of system simulation with subsystem-level model.

instabilities like nonlinear memory effects in power amplifiers. Some system-level models are available to predict the electrical performances, but the thermal dependence is not currently considered. They are obtained either from simulation of the circuit-level model or measurements.

The major advantages of the simulation approach rely on the low cost in time or equipment and the capability to simulate the ICs' performances before realization. Improved description of memory effects based on Volterra series [2] can be found in [3]–[8]. The goal of this study is to efficiently take into account the distortion of the RF envelope signals due to self-heating [9]. This effect presents long time constants and modifies the amplitude, as well as the phase during the pulse. The transient temperature waveform contributes significantly to the network transfer function with an unwanted modulation. This phenomenon must be considered to improve accuracy and development of electronic beam scanning radar system [10], [11]. In this study, we propose a coupled behavioral electrothermal (BET) model, as illustrated in Fig. 3. The electrical system model is based on

J. Mazeau, D. Caban-Chastas, and Y. Mancuso are with THALES Airborne Systems, 78851 Elancourt, France (e-mail: julie.mazeau@fr.thalesgroup.com; daniel.caban-chastas@fr.thalesgroup.com; yves.mancuso@fr.thalesgroup. com).

R. Sommet, E. Gatard, and R. Quéré are with the XLIM Research Institute, Unité Mixte de Recherche 6172, Centre National de la Recherche Scientifique, University of Limoges, 19100 Limoges, France (e-mail: raphael. sommet@xlim.fr; emmanuel.gatard@xlim.fr; raymond.quere@xlim.fr).



Fig. 3. BET model.

$$x(t) = \Re e \left\{ \widetilde{X}(t) \cdot e^{j\omega_0 t} \right\} \rightarrow \begin{bmatrix} \text{Behavioral} \\ \text{model} \end{bmatrix} \rightarrow y(t) = \Re e \left\{ \widetilde{Y}(t) \cdot e^{j\omega_0 t} \right\}$$

Fig. 4. Complex envelope behavioral model.

a modified form of Volterra series to determine the isothermal large-signal transmission parameter \tilde{S}_{21} and the instantaneous dissipated power $P_{\rm diss}$. In order to deduce a precise transient thermal model of the amplifier, a 3-D thermal finite-element (FE) description has been performed. A reduced model based on the Ritz vector approach is then applied to extract the thermal impedance $Z_{\rm TH}$ [12]–[15]. A SPICE thermal equivalent subcircuit describes the exact analysis of the operating temperature T_F during an envelope transient simulation.

The first part of this paper is dedicated to the modified form of the dynamic Volterra-series model equations [3], [16]–[18]. The development of the reduced thermal circuit is then applied to a power amplifier. Finally, the results of the BET model implemented into the Agilent Advanced Design System (ADS) circuit simulator are compared with measurement results. The monolithic microwave integrated circuit (MMIC) power amplifier used in our example is based on an InGaP/GaAs HBT technology delivering 8 W for X-band radar applications. However, the described method is generic for any power amplifier and pulsed RF operating modes.

II. ISOTHERMAL ELECTRICAL SYSTEM-LEVEL MODEL

The aim of such an approach is to provide an analytical function, which links subsystem input and output signals without describing in detail all the elements of the circuit. System modeling needs accurate formalism, particularly for nonlinear memory effects. Classical Volterra series show convergence problems when modeling strong nonlinearities. The dynamic Volterra-series approach is more suited.

A. Dynamic Volterra Series

This formalism is based on a limited modulation band around the carrier frequency [4], [16]–[18]. The convergence property of the dynamic series is enhanced and allows to work only with the input $\tilde{X}(t)$ and output $\tilde{Y}(t)$ complex envelope signals. From Fig. 4, x(t) and y(t) are real input–output signals and ω_0 is the carrier frequency.

The first-order modified Volterra series model [3], [4] is applied to large S-parameters signal description for radar application [18]. The main advantages of this description are the in-

crease of the bandwidth and the convergence property. The extraction process requires only one-tone measurements or simulation providing the input signal is quasi-constant. Inconvenient is the weak long-term memory effects prediction. The nonlinear network is represented by a two-port circuit loaded by a 50Ω resistor. The reflected waves are neglected. Thus, only the \tilde{S}_{21} transmission parameter is considered [18] and is given by

$$\tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1(t)|) = \tilde{S}_{21_\text{stat.}}(|\tilde{a}_1(t)|) \\
+ \int_{\text{BW}} \frac{\tilde{H}_1(\tilde{a}_1(t),\Omega)}{|\tilde{a}_1(t)|} \cdot \tilde{a}_1(\Omega) \cdot e^{j(\Omega t - \varphi)} \cdot d\Omega.$$
(1)

 $\tilde{a}_1(t)$ is the input power wave and $\tilde{S}_{21_\text{stat}}$ is the static transmission parameter at central frequency of the modulation bandwidth BW. \tilde{H}_1 is the first-order dynamic kernel at Ω frequency. φ is the $\tilde{a}_1(t)$ phase.

In this paper, we use the good prediction of the nonlinear short-term memory effects and the easy characterization process of this model. The thermal modulation is a long-term memory effect and will be modeled out of the electrical model by the reduced impedance model. Thus, the electrical system-level model must be able to supply the average dissipated power generated by the instantaneous self-heating to the thermal model. Moreover, the thermal dependence will be explained in the transmission parameter \tilde{S}_{21} .

B. Isothermal Static Model [19]

The increase of the operating temperature of the amplifier generates a fall of the static current within the transistors. It is the dominating thermal effect. Thus, at first, the thermal effects are supposed to be independent of the spectral dispersion. Only the static term of the dynamic Volterra series depends on the temperature. The thermal variation of $\tilde{S}_{21_\text{stat.}}$ is expressed by a differential term $\alpha(|\tilde{\alpha}_1(t)|, T_k)$ as follows:

$$S_{21_\text{stat.}}(|\tilde{a}_{1}(t)|, T(t)) = S_{21_\text{stat.}}(|\tilde{a}_{1}(t)|, T_{\text{amb.}}) + \alpha(|\tilde{a}_{1}(t)|, T(t))$$
(2)
$$\alpha(|\tilde{a}_{1}(t)|, T_{k}) = \tilde{S}_{21_\text{stat.}}(|\tilde{a}_{1}(t)|, T_{k})$$

$$-\tilde{S}_{21_\text{stat.}}(|\tilde{a}_1(t)|, T_{\text{amb.}}).$$
 (3)

 T_{amb} is the ambient temperature. T_k is the uniform temperature applied to the circuit without self-heating effects.

The α term allows to perform an easier extraction of the model by separating the thermal dependence of the nonlinear effect prediction. The static function interpolation is then more precise and the errors can be easily detected. Moreover, this implementation offers the possibility to remove the influence of self-heating effects if designers want to simulate only nonlinear or short memory behaviors.

Likewise, the average dissipated power of HBT transistors can be obtained by

$$\bar{P}_{\text{diss}} = P_{\text{dc}} + \bar{P}_{\text{in}} - \bar{P}_{\text{out}}
= V_{\text{ceo}} \cdot I_{\text{co}}(|\tilde{a}_1(t)|, T_k)
+ \frac{1}{2} |\tilde{a}_1(t)|^2 \cdot [1 - |\tilde{S}_{21_\text{stat.}}(|\tilde{a}_1(t)|, T_k)|^2].$$
(4)



Fig. 5. Characterization of the thermal static term and the bias current.



Fig. 6. Characterization of dynamic kernels.

The I_{co} collector bias current depends both on the input magnitude signal and the T_k temperature. V_{ceo} , the collector bias voltage, is fixed and the base bias is neglected. The bias power is only a function of I_{co} . The second term is calculated thanks to the static transmission parameter.

The characterization process of $\tilde{S}_{21_\text{stat}}(|\tilde{a}_1(t)|, T_{\text{amb.}}), \alpha(|\tilde{a}_1(t)|, T_k)$ and $I_{\text{co}}(|\tilde{a}_1(t)|, T_k)$ requires isothermal (T_k) single-tone harmonic-balance simulations of the circuit model at central carrier frequency, as shown in Fig. 5. Indeed, an isothermal measurement is difficult to obtain.

These databases are representative of the behavior of the network and set the validity domain for each parameter, carrier frequency, magnitude of input power wave $|\tilde{a}_1(t)|$, bias point, and temperature within the device.

C. Dynamic Kernels of the BET Model

The first-order dynamic kernel of (1) allows predicting the short-memory effect and is characterized by the approach described in [17] and [18]. Thanks to the same characterization process, to take into account the frequency dependence of the current I_{co} , a dynamic kernel HI_{co} is added as follows:

$$I_{\rm co}(|\tilde{a}_1(t)|, T_k, \omega_o + \Omega) = I_{\rm co}(|\tilde{a}_1(t)|, T_k, \omega_o) + HI_{\rm co}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega).$$
(5)

This one is extracted at ambient temperature on all the bandwidth either from one-tone signal harmonic-balance simulation or pulse measurements (short duration with regard to the thermal constant, no self-heating effects), as shown in Fig. 6.



Fig. 7. Neural-network structure with a single hidden layer of wavelet.

D. Neural-Network Approach

Several approaches allow to fit nonlinear functions [20], [21], but the high performance of neural-network methods are particularly suited to approximate all discontinuities [22]–[25]. These methods require the databases y, the input vector X^p , to feed a neural network training process, as illustrated in Fig. 7.

One hidden layer of h wavelets captures the nonlinear behavior. A wavelet is a nonlinear processing unit Ψ with the "sigmoid" transfer function (6).

In this study, the radial wavelet function is given by

$$\Psi(X) = (||X||^2 - d) \cdot \exp(||X||^2/2), \qquad d = \dim(X).$$
(6)

The input vector is connected to the hidden layer through a set of linear weight. Each kind of connection is defined by a vector c^p , ω^h and an offset b. This topology is associated with an analytic function WNN(X) defined in (7) as follows:

WNN(X) =
$$\sum_{i=1}^{h} \omega_i \cdot \Psi(d_i \cdot (X - T_i)) + \sum_{j=1}^{p} c_j \cdot x_j + b.$$
 (7)

 T_i and d_i are, respectively, the translation and dilatation vectors of the *h* wavelet base functions. In order to obtain an accurate function WNN(X) with reasonable CPU time, the number of wavelets and, consequently, linear weights, are minimized. Equation (7) is evaluated by optimizing the average mean square error (MSE) (8). The error between the neural-network WNN output and the target y is given by

MSE =
$$\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^{N} (y^n - WNN(X))^2$$
. (8)

N is the amount of data available in the target y. WNN(X) is then translated by a simple C++ program into the circuit simulator [23].

III. THERMAL REDUCED MODEL

The thermal behavior of a device can be predicted by a circuit impedance $Z_{\rm TH}$ using the following electrothermal analogy. A temperature corresponds to a voltage and a dissipated power to a current. Thus, the coupling of a thermal model to an electrical model is possible in a circuit simulator. Moreover, the knowledge of $Z_{\rm TH}$ precisely leads to the operating temperature. Measurement techniques are difficult to set up because the hot area
is small and not on the top surface of the device. 3-D FE simulation is easier to perform and has proven to be reliable [15], [26]. The thermal system is governed by the following heat equation:

$$\operatorname{div}(k(T) \cdot \operatorname{grad}(T)) + g = \rho \cdot C_P \cdot \frac{\partial T}{\partial t}.$$
(9)

k is the thermal conductivity, T is the temperature, g is the volumetric heat generation, ρ is the mass density, and C_p is the specific heat. The FE formulation of (9) leads to the semidiscrete equation defined as

$$M \cdot \frac{\partial T}{\partial t} + K \cdot T = F \tag{10}$$

where the mass matrix M and the stiffness matrix K are n-by-n symmetric and positive-definite matrices, T is the n-by-1 temperature vector at mesh nodes, and F is the n-by-1 load vector, which takes into account the power generation and boundary conditions. n, the number of nodes, is the order of the FE system.

 Z_{TH} can be represented by an *n*-by-*n* thermal impedance matrix deduced from (10) expressed in the frequency domain

$$T(\omega) \cdot (j\omega M + K) = T(\omega)/Z_{\rm TH}(\omega) = F(\omega).$$
(11)

For an amplifier, the n dimension is large, in the order of several ten thousands, which makes the direct integration of the impedance into a circuit simulator prohibitive. Moreover, it is not useful to keep temperature information for all nodes. Also, once the 3-D model is achieved, a reduction technique of the matrix system must be applied.

A. Ritz Vector Approach [15]

The Ritz vector approach is powerful for linear problems and assumes the thermal conductivity k to be constant. The mean response mode and yield approximations are enhanced with the generation of an orthogonal basis Φ_m of m Ritz vectors ($m \ll n$). Thanks to this new projection basis, the initial problem is transformed into a smaller one. The next step consists of doing an eigendecomposition. The eigenvectors Ψ_i make up the new set of axes corresponding to the diagonal matrix constructed from the corresponding eigenvalues λ_i . In the frequency domain, the system becomes

$$\begin{bmatrix} j\omega + \lambda_1 & 0 & 0\\ 0 & \ddots & 0\\ 0 & 0 & j\omega + \lambda_m \end{bmatrix} \cdot t(\omega) = \boldsymbol{\Psi}^T \cdot \boldsymbol{\Phi}_m^T \cdot F(\omega). \quad (12)$$

An r-by-n selection matrix S_e allows to pick up r temperature nodes among n to represent the system. Thus, the reduced thermal impedance is expressed as follows:

$$Z_{\rm TH}(\omega) = (S_e \Phi_m \Psi) \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{j\omega + \lambda_1} & 0 & 0\\ 0 & \ddots & 0\\ 0 & 0 & \frac{1}{j\omega + \lambda_m} \end{bmatrix} \\ \cdot (S_e \Phi_m \Psi)^T. \quad (13)$$



Fig. 8. Equivalent volume of the power bar computing process.



Fig. 9. Thermal model of the power amplifier.

B. Reduced Thermal Model of the HBT Power Amplifier

The MMIC power amplifier used in this study is based on an InGaP/GaAs HBT technology with Au thermal drain, and is composed on two amplification stages. In order to apply the reduction order technique with common computation capacity, the order of the 3-D model must be minimized at the beginning of the design. Epitaxial layers and their geometries can be approximated without a significant degradation of the thermal behavior. The second stage of the amplifier mainly influences the transient thermal response. Moreover, if the distance between the amplifier stages is large enough, the thermal coupling between the first and second stage can be neglected in a first approach. Therefore, only the second stage is considered. The dissipated power is supposed to be uniform and localized under the InGaP emitter finger in a $(a \times b \times W) \mu m^3$ volume. An equivalent power dissipation volume, a "power bar," is defined for each transistor depending on the finger length W, the width b, and the length Lof an equivalent surface, as shown in Fig. 8.

 N_f is the number of emitter "fingers" in the transistor.

Once transistor topology is simplified, the thermal model of the amplifier is computed using symmetrical properties. These power bars lay on a GaAs substrate and a baseplate with volumes, as illustrated in Fig. 9. Many epitaxial layers are neglected. Indeed, their small volume and/or conductivity close to the GaAs value allow this approximation. On the one hand, this model takes into account the InGaP volume of the transistors because its thermal conductivity is ten times smaller than GaAs conductivity and slows down the heat transfer. On the other hand, the Au thermal drain conductivity is ten times bigger than GaAs and makes the heat evacuation easier. In order to solve the heat equation during the FE simulation, two boundary conditions must be given: the dissipated power in the power bar and the baseplate temperature.

To apply the reduced-order method, a constant conductivity for the material must be considered. However, for a given baseplate temperature, it is possible to minimize this error thanks to an FE simulation in which thermal conductivities are function of temperature. The solution consists of first computing the average temperature for the main volumes of the amplifier



Fig. 10. Reduced impedance circuit model.

TABLE I Composition of Datasets, Number of Wavelets, and MSE for Each Function of the BET Model

	S _{21_stat}		α		I _{co}	H ₁		HIco
	Re	lm	Re	Im		Re	lm	
dataset	Simulation HB 23 P _{in} - 9 T _k			Pulsed Measure 20 P _{in} - 5 Fre			5 Freq.	
wavelet number	7	10	22	16	10	10	7	10
MSE	9,10 ⁻⁵	1,10 ⁻⁴	3,10 ⁻⁴	2,10 ⁻³	2,10 ⁻⁷	7,10 ⁻⁴	9.10 ⁻⁴	2.10 ⁻⁷

using a nonlinear FE approach. Second, these temperatures are taken as reference temperatures for thermal conductivities and the $\{M, K\}$ matrices of the linear problem can be extracted. Generally an interpolation process is more suited for nonlinear reduced models [27].

Once the thermal matrices of the model are extracted, the Ritz vector method is applied. In this study, the reduced impedance model is defined for a baseplate temperature equal to the ambient temperature and only the maximum amplifier operating temperature is considered (r = 1, only one output temperature). The reduced impedance circuit model is integrated in the Agilent ADS circuit simulator through a SPICE netlist (Fig. 10).

 T_{amb} is the baseplate temperature and ΔT_F is the increase of operating temperature T_F resulting of the self-heating effects.

IV. INTEGRATION AND RESULTS OF THE BET MODEL

The first-order dynamic Volterra series have been interpolated by neural networks according to a description of each kernel in real-imaginary parts. The static kernels are generated from simulation datasets. The dynamic kernels are computed from simple measurements with pulse duration short enough to neglect the self-heating effect ($2-\mu$ s RF pulse). The number of wavelets attributed to these terms, as well as the MSE, is listed in Table I.

The BET model has been implemented as a compiled circuit model. The program uses global and local functions to manage the neural model files, the thermal feedback during the envelope transient simulation, and the conversion of the power waves a/b to the electrical voltage and current I/V parameters. A time-domain pulse generator is used as the RF source for the BET model.

A. Static Results and Validation

As shown in Figs. 11 and 12, the BET model allows to predict during a pulse envelope the evolution of the average dissipated power P_{diss} , the maximal temperature T_F , and the RF output



Fig. 11. Dissipated power during a 96- μ s long pulse.



Fig. 12. Operating temperature T_F during a 96- μ s-long pulse.



Fig. 13. Output RF power of the power amplifier during a 96- μ s-long pulse.

power P_{out} (Fig. 13). This information is essential to foresee the size of the cooling system, as well as the performances of the power amplifier.

In order to validate the BET model results, measurements of the HBT amplifier have been performed in pulse mode. A long pulse (96 μ s) is applied for a carrier frequency f_0 . Data have been measured during the pulse in three input windows: at the beginning F_1 , at the middle F_2 , and at the end F_3 of the pulse. Thus, instantaneous modeling performances at time t_1, t_2 , and t_3 are compared to the measurements, as illustrated by Fig. 14.



Fig. 14. Input voltage during a 96- μ s-long pulse, measurement windows (F1, F2, F3), and reading time (t1, t2, t3) for simulation results.



Fig. 15. Amplifier gain: comparison between measurement (F1, F2, F3) and simulation of BET model (t1, t2, t3, respectively).



Fig. 16. Amplitude drift: comparison between measurements and model F2 = S21(F) - S21(F1), F3 = S21(F3) - S21(F1) and model t2 = S21stat(t2) - S21stat(t1), t3 = S21stat(t3) - S21stat(t1).

A comparison for the amplitude gain, amplitude drift, and phase drift is presented, respectively, in Figs. 15–17. We can observe a good agreement between the measurements and the transient envelope simulation using the BET model. These results validate the performances of the model.

Other long-term memory effects such as the modulation of the bias point can influence the measurement, but the application of a pulse length with regard to the duration of thermal effect establishment supposes that their influence is dominating. As a matter of fact, if the beginning of the pulse (F_1, t_1) is considered without thermal effects, the amplitude drift (Fig. 16) and the phase drift (Fig. 17) can be attributed to transient self-heating. It is important to notice that it is well rendered by the BET model.



Fig. 17. Phase drift: comparison between measurements and model F_2 = phase{S21(F2)} - phase{S21(F1)}, F3 = phase{S21(F3)} - phase{S21(F1)}, modelt2 = phase{S21stat(t2)} - phase{S21stat(t1)} and model t3 = phase{S21stat(t3)} - phase{S21stat(t1)}.



Fig. 18. Comparison between amplifier gain measurements (dashed lines) and simulation of BET model (continuous lines), Pin = 0 dBm (triangle), 10 dBm (circle), 21 dBm (square), $Dfreq = freq - f_0$.



Fig. 19. Comparison between bias collector current measurements (dashed lines) and simulation of BET model (continuous lines), Pin = 0 dBm (triangle), 10 dBm (circle), 21 dBm (square), $Dfreq = freq - f_0$.

Moreover, the BET model is robust and requires small computational resources: 40 s for three input powers and 11 points in the time domain.

B. Dynamic Results and Validation

A comparison of the amplitude gain and bias collector current is shown in Figs. 18 and 19 for several carrier frequencies. A good agreement between measurements and the transient envelope simulation using the BET model can be observed. These results validate the frequency modeling performances. The amplitude difference is mainly due to the static dataset generated from the circuit-level model.

Moreover, the BET model is robust and makes use of small computational resources: 90 s for three input powers, five frequencies, and 11 points in the time domain.

V. CONCLUSION

A BET system-level model for power amplifiers has been presented. The coupling behavioral electrical neural network model with reduced thermal impedances has been implemented into a common circuit simulator (ADS). An envelope transient simulation including the thermal transient feedback has been performed with good numerical convergence and only small computational resources. The method to obtain the BET model is simple because the extraction of the thermal static model only needs simulation datasets. This model includes the dynamic term of the dynamic modified Volterra series and allows to predict the long-term memory effects. The convergence of the BET model is obtained if the characterization of the isothermal behavioral model allows to reach the maximum of T_F . Good agreement between simulations and pulsed measurements at ambient temperature validates this approach and its use for radar applications. Further studies will be dedicated to the baseplate temperature dependency [27] and intermodulation study. The BET approach has been illustrated with an HBT MMIC, but this approach can be applied to any other amplifier technology.

ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to acknowledge AMCAD Engineering, Limoges, France, for measuring the circuit and Agilent Technologies, Massy, France, for providing technical support.

REFERENCES

- O. Jardel, R. Quéré, S. Heckmann, H. Bousbia, D. Barataud, E. Chartier, and D. Floriot, "An electrothermal model for GaInP/GaAs power HBTs with enhanced convergence capabilities," in *1st Eur. Microw. Integrated Circuits Conf.*, Manchester, U.K., Sep. 2006, pp. 296–299.
- [2] M. Schetzen, *The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems*, reprint ed. Melbourne, FL: Krieger, 1989.
- [3] D. Mirri, F. Filicori, G. Iuculano, and G. Pasini, "A new linear dynamic model for performance analysis of large signal amplifiers in communication systems," in *IEEE Instrum. Meas. Conf. Tech. Dig.*, Venice, Italy, May 1999, pp. 193–197.
- [4] E. Ngoya, N. Le Gallou, J. M. Nebus, H. Buret, and P. Reig, "Accurate RF and microwave system level modeling of wideband nonlinear circuits," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Boston, MA, Jun. 2000, vol. 1, pp. 79–82.
- [5] C. Maziere, T. Reveyrand, S. Mons, D. Barataud, J. M. Nebus, R. Quéré, A. Mallet, L. Lapierre, and J. Sombrin, "A novel behavioral model of power amplifier based on a dynamic envelope gain approach for the system level simulation and design," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Philadelphia, PA, Jun. 2003, vol. 2, pp. 769–772.
- [6] C. Florian, F. Filicori, D. Mirri, T. Brazil, and M. Wren, "CAD identification and validation of a non-linear dynamic model for performance analysis of large-signal amplifiers," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Philadelphia, PA, Jun. 2003, vol. 3, no. 8–13, pp. 2125–2128.

- [7] A. Zhu, J. C. Pedro, and T. J. Brazil, "Dynamic deviation reductionbased Volterra behavioral modeling of RF power amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 12, pp. 4323–4332, Dec. 2006.
- [8] G. Orengo, P. Colantonio, A. Serino, F. Giannini, G. Ghione, M. Pirola, and G. Stegmayer, "Time-Domain neural network characterization for dynamic behavioural models of power amplifiers," in *Proc. 13th GaAs Symp. Dig*, Paris, France, Oct. 2005, pp. 189–192.
- [9] V. Rizzoli, D. Masotti, and F. Mastri, "Behavioural modeling of thermally induced distortion in RF microwave nonlinear subsystems," in *Proc. 34th Eur. Microw. Conf.*, Amsterdam, The Netherlands, Oct. 2004, pp. 845–848.
- [10] J. Darricau, *Physique Et Théorie Du Radar*, Tome 1 ed. Paris, France: Sodipe, 1981.
- [11] H. Wilden, "Microwave tests on prototype-T/R-modules," in *Proc. Radar Syst.*, Edinburgh, U.K., Oct. 1997, pp. 517–521, Pub. 449.
 [12] K. J. Joo, E. L. Wilson, and P. Leger, "Ritz vectors and generation
- [12] K. J. Joo, E. L. Wilson, and P. Leger, "Ritz vectors and generation criteria for mode superposition analysis," *Earthquake Eng. Struct. Dynam.*, vol. 18, pp. 149–167, 1989.
- [13] E. L. Wilson and M. W. Yuan, "Dynamic analysis by direct superposition of Ritz vectors," *Earthquake Eng. Struct. Dynam.*, vol. 10, no. 6, pp. 813–821, Nov. 1982.
- [14] J. T. Hsu and L. Vu-Quoc, "A rational formulation of thermal circuit models for electrothermal simulation—Part I: Finite element method," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 43, no. 9, pp. 721–732, Sep. 1996.
- [15] R. Sommet, D. Lopez, and R. Quéré, "From 3-D thermal simulation of HBT devices to their thermal model integration into circuit simulators via Ritz vectors reduction technique," in 8th Intersoc. Thermal Thermomech. Phenomena Electron. Syst. Conf., San Diego, CA, Jun. 2002, pp. 22–28.
- [16] F. Filicori and G. Vannini, "Mathematical approach to large-signal modelling of electron devices," *Electron. Lett.*, vol. 27, no. 4, pp. 357–359, Feb. 1991.
- [17] N. Le Gallou, D. Barataud, H. Buret, J. M. Nebus, and E. Ngoya, "An improved behavioral modeling technique for high power amplifiers with memory," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Phoenix, AZ, May 2001, vol. 2, pp. 983–986.
- [18] C. Dominique, Y. Mancuso, P. Duéme, and J. L. Gautier, "High power amplifier dynamic modeling by modified Volterra series and neural network tool," in *Proc. 33rd Eur. Microw. Conf.*, Munich, Germany, Oct. 2003, pp. 1–4.
- [19] J. Mazeau, R. Sommet, D. Caban-Chastas, E. Gatard, R. Quéré, and Y. Mancuso, "New electrothermal system level model for RF power amplifier," in *Proc. 37th Eur. Microw. Conf.*, Munich, Germany, Oct. 2007, pp. 1–4.
- [20] J. J. Raoux, "Modélisation non linéaire des composants électroniques: Du modéle analytique au modéle tabulaire paramétrique," Ph.D. dissertation, XLIM Res. Inst., Limoges Univ., Limoges, France, 1995.
- [21] A. Zine, G. Maury, F. Ndagijimana, and C. Arnaud, "A simple RF power behavior model for system level parameters estimation," in *IEEE Int. Behavioral Modeling Simulation Conf.*, San José, CA, Sep. 2005. [Online]. Available: http://www.bmas-conf.org/2005/web-onlypubs/BMAS2005_30.pdf
- [22] E. R. Srinidhi, A. Ahmed, and G. Kompa, "Power amplifier behavioral modeling strategies using neural network and memory polynomial models," *Microw. Rev. J.*, vol. 12, no. 1, pp. 15–20, Jun. 2006.
- [23] Y. Harkouss, E. Ngoya, J. Rousset, and D. Argollo, "Accurate radial wavelet neural-network model for efficient CAD modelling of microstrip discontinuities," *Proc. Inst. Elect. Eng.*—*Microw., Antennas, Propag.*, vol. 147, no. 4, pp. 277–283, Aug. 2000.
- [24] J. Xu, M. C. E. Yagoub, R. Ding, and Q.-J. Zhang, "Neural-based dynamic modeling of nonlinear microwave circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 12, pp. 2769–2780, Dec. 2002.
- [25] B. O'Brien, J. Dooley, and J. Brazil, "RF power amplifier behavioral modeling using a globally recurrent neural network," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, San Francisco, CA, Jun. 2006, pp. 1089–1092. [Online]. Available: http:hertz.ucd.ie/publications/IMS2006_OBrien.pdf
- [26] R. Sommet, C. Chang, P. Duéme, and R. Quéré, "Electrothermal models of transistors based on finite element analysis for radar applications," in 9th Intersoc. Thermal Thermomech. Phenomena Electron. Syst. Conf., Las Vegas, NV, Jun. 2004, pp. 515–522.
- [27] E. Gatard, R. Sommet, and R. Quéré, "Nonlinear thermal reduced model for power semiconductor devices," in *Proc. 10th Intersoc. Thermal Thermomech. Phenomena Electron. Syst. Conf.*, San Diego, CA, May 2006, pp. 638–644.



Julie Mazeau received the Master's degree in high-frequency and optical telecommunications from the University of Limoges, Limoges, France, in 2003, and is currently working toward the Ph.D. degree at the Research Institute XLIM, University of Limoges (in collaboration with THALES Airborne Systems, Elancourt, France).

Her research interests are dedicated to electrothermal system-level models of power amplifiers for radar applications.



Emmanuel Gatard received the Electronics and Telecommunications Engineering degree from Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Limoges (ENSIL), Limoges, France, in 2003, and the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Limoges, Limoges, France, in 2006.

He is currently with the XLIM Research Institute, Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS), University of Limoges. His research interests concern electrothermal modeling of power semiconductor devices dedicated to circuit sim-

ulations, physics-based electron device simulations, and nonlinear thermal modeling.



Raphaeël Sommet received the French Aggregation in Applied Physics degree and Ph.D. degree from the University of Limoges, Limoges, France, in 1991 and 1996, respectively.

Since 1997, he has been a Permanent Researcher with the C2S2 team "Nonlinear Microwave Circuits and Subsystems," XLIM Research Institute, Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS), University of Limoges. His research interests concern HBT device simulation, 3-D thermal FE simulation, model-order reduction, microwave circuit simula-

tion, and generally the coupling of all physics-based simulation with circuit simulation.



Raymond Quéré (M'88–SM'99) received the Electrical Engineering degree and French Aggregation degree in physics from ENSEEIHT–Toulouse, Toulouse, France, in 1976 and 1978, respectively, and the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Limoges, Limoges, France in 1989. In 1992, he became a Full Professor with the

University of Limoges, where he currently heads the research group on high-frequency nonlinear circuits and systems with the XLIM Research Institute, Centre National de la Recherche Scientifique

(CNRS), University of Limoges. He is mainly involved in nonlinear stability analysis of microwave circuits.

Prof. Quéré is a member of Technical Program Committee for several conferences. He was the chairman of European Microwave Week, Paris, France, 2005.



Daniel Caban-Chastas received the Diploma degree in engineering of electronics and microwaves systems from the University of Pierre and Marie Curie, Paris, France, in 2001.

In 2002, he joined the Advanced Technologies Team, THALES Airborne Systems, Elancourt, France, where he is an Electromagnetic Simulation Expert currently in charge of microwave design for active antenna transmit/receive (T/R) modules. He is also involved in microwave packaging and new microwave development.



Yves Mancuso received the Diploma of engineer degree from the Ecole Nationale Supérieure de Génie Physique, Grenoble, France, in 1979.

In 1981, he joined THALES, where he was in charge of different technological developments for T/R modules, MMICs, packaging, and test benches. From 1993 to 1997, he was mainly in charge of the T/R module for two major phased-array programs: a European one, AMSAR, and a French space program. He is currently involved with phased-array antennas and T/R modules design authority for

THALES Airborne Systems, Elancourt, France, including airborne and space, radar and electronic warfare applications and new microwave developments including microwave components, circuits, and technology.

3.4 Thermal Modeling and measurements of AIGaN/GaN HEMTs including thermal bourdary resistance[70]

Le quatrième article présente la méthode électrique du Ron que nous avons développée afin de **mesurer la résistance thermique des HEMT GaN**. Cette méthode est essentielle et nous a permis d'étendre la mesure de résistance thermique à celle de l'impédance thermique comme nous le verrons dans l'article suivant. Microelectronics Journal 43 (2012) 611-617

Contents lists available at ScienceDirect



Microelectronics Journal

journal homepage: www.elsevier.com/locate/mejo

Thermal modeling and measurements of AlGaN/GaN HEMTs including thermal boundary resistance

R. Sommet^{a,*}, G. Mouginot^b, R. Quere^a, Z. Ouarch^b, M. Camiade^b

^a XLIM, University of Limoges, IUT GEII 7, rue Jules Valls 19100 Brive la Gaillarde, France ^b UMS, Route dpartementale 128, BP46 91401 Orsay, France

ARTICLE INFO

Article history: Received 30 November 2010 Received in revised form 20 July 2011 Accepted 28 July 2011 <u>Available online 27 August 2011</u> Keywords: Pulsed measurements 3D finite element simulation

3D finite element simulation Trapping effects Thermal boundary resistance Liquid crystal thermal measurements

ABSTRACT

In this paper an analysis of thermal behavior of microwave power AlGaN/GaN HEMTs has been carried out through pulsed current–voltage (PIV) measurements and small signal [S] parameters. A special care about trapping effects has been followed where it is shown that the thermal resistance of the device can be accurately determined provided that some assumptions on the trapping behavior of the device are verified. The values obtained have been checked by three dimensional finite element (3D-FE) simulations. Finally, the thermal boundary resistance (TBR) between GaN/SiC has been extracted and compared to literature. The results we have obtained are in line with what can be found. In addition to this first set of results, a second 3D-FE analysis of a larger transistor has been performed and checked thanks to liquid crystal measurements.

© 2011 Elsevier Ltd. All rights reserved.

NICROELECTRONICS

1. Introduction

GaN HEMTs are extremely promising for RF power electronics applications but they are affected by self-heating [1] and traps phenomena [2]. These two phenomena are dispersive effects. The first one affects performance and the reliability of microwave devices. The second one is due to relatively immature technology and to specific characteristics of the materials. The dynamics of self-heating and trapping phenomena are both low frequency. However a very strong difference between trap emission (slow) and traps capture (fast) makes the trap process dissymetric and gives very different results on current measurements as shown for example in Fig. 6. Thus, the challenge is often to separate thermal effects from trapping effects. To take into account thermal effects and to estimate channel temperature in highpower AlGaN/GaN HEMTs several measurement methods have been investigated in literature. They are either optical like micro-Raman spectroscopy [3], infrared thermal imaging, either electrical. Regarding electrical measurements, the gate Schottky in GaAs devices [4] and comparison with DC/pulsed characteristics [5] are usually used to estimate channel temperature. Recently, an original method to estimate the thermal resistance through the measurements of I_{DMAX} and R_{ON} has been proposed [6]. In the following paper, we have applied the method proposed in [6] to

* Corresponding author. E-mail address: Raphael.Sommet@xlim.fr (R. Sommet).

L-mail address. Raphaci.sonmict@xim.if (R. Sonmict).

determine the thermal resistance of our devices and we have searched for the limits and assumptions of the method to be valid. In this method the thermometer is the ON resistance of the device, usually called *R*_{ON}. Likewise, a theoretical model based on finite element (FE) analysis has been developed. This model includes thermal boundary resistance (TBR) due to GaN on SiC substrate. A comparison between measurements and 3D-FE simulation including the effects of thermal boundary resistance of GaN/SiC has been performed. The value of TBR of GaN/SiC has been extracted and is compared to what can be found in the literature. Finally, an other validation on a new GaN HEMT structure is proposed. The FE analysis takes the value of the TBR found in the first experiment. Temperature is measured thanks to a liquid crystal optical transition.

2. Determination of the thermal resistance

The first step consists of the calibration of temperature dependence of some sensitive parameters of the device through external heating. Then, in a second step the same device is measured at fixed external temperature (T_a =Tchuck) but with different self-heating conditions. The device used in this first experiment is an 8 × 75 µm transistor (8 fingers of 75 µm width) with field plate based on 0.25 µm GaN UMS process (GH25) and fabricated on a SiC substrate. GH25 is based on a quarter-micron transistor and offers a full MMIC capability. The device has been firstly tested for different base-plate temperatures of the thermal

^{0026-2692/\$-}see front matter \circledast 2011 Elsevier Ltd. All rights reserved. doi:10.1016/j.mejo.2011.07.009

chuck (25–175 ° C) (see Fig. 1). The quiescent bias point was Vds = Vgs = 0 (zero power dissipation). The pulse voltage V_{dsi} for IV measurements varies from 0 V to 10 V. The arrows in Fig. 1 indicate variable inputs. Then, we have used the same pulse condition but with various bias conditions (Vds=0-13 V, Vgs=0 V) (see Fig. 2) corresponding to different amounts of dissipated power by self-heating. The arrows in Fig. 2 indicate also variable inputs. An illustration of the experiment is shown in Fig. 3. As expected, we have obtained the same trends of curves in both cases, whatever the heating mode: thermal chuck or dissipated power.

In their paper [6], authors explain that it is important to limit the drain bias Vds to 10 V in order to prevent device degradation and introduction of current collapse. Furthermore, in their demonstration they take a gate bias Vgs constant and equal to 2 V. It is important to note that in our study we have limited the gate bias to 0 V. Consequently, we have measured zero-bias current I_{DSS} and not the maximum current I_{DMAX} of the device.

Thanks to these two experiments (Fig. 1) at variable temperature of the chuck at $P_{diss} = 0$ W, Fig. 2 at variable dissipated power



Fig. 1. A base-plate variation (T_a) and zero power dissipation.



Fig. 2. A bias variation (Pd) and a base-plate temperature fixed.



Fig. 3. Pulsed *I* –*V* characteristics (at *Vgs* = 0 V) for a 0.25 × 8 × 75 μ m² AlGaN/GaN HEMT issued from various bias points (*Vgs* =0 V, *Vds* =0–13 V) with power dissipation (*Pd*=0–4.6 W). The base-plate temperature is 25 °C.



Fig. 4. Extracted pulsed I_{DSS} (at Vds = 10 V) and R_{ON} as a function of base-plate temperature T_a at $P_{diss} = 0$ W (experiment Fig. 1) for a $0.25 \times 8 \times 75$ µm² AlGaN/ GaN HEMT.

at $T_a = 25$ °C), we obtain a linear variation of I_{DSS} and R_{ON} versus base-plate temperature (T_a) as shown in Fig. 4. Fig. 4 shows very clearly a quasi-linear dependence of R_{ON} and I_{DSS} with T_a . We can define two equations that will allow to estimate the channel temperature when device is in operation. In fact, the change in electrical characteristics due to self-heating shown in Fig. 3 allows to extract the same quantities (R_{ON} and I_{DSS}) as in the first experiment (Fig. 1). They are plotted in Fig. 5 and show the same quasi-linear dependence at least for moderate dissipated power.

As mentioned before, even in short pulses at zero dissipated power, the temperature of the channel is not strictly the same as the base-plate one. However this condition is not strictly mandatory as shown below. Taking into account of the linear dependence of R_{ON} with temperature or dissipated we can write the two following equations for R_{ON} :

$$R_{ON}(\Delta T) = R_{ON}(T_0) + \frac{\partial R_{ON}}{\partial T} \Delta T$$
(1)

$$R_{ON}(P_{diss}) = R_{ON}(0) + \frac{\partial R_{ON}}{\partial P_{diss}} P_{diss}$$
⁽²⁾

where $T_0 = 25$ °C, which corresponds to the zero dissipated power condition and $\Delta T = T - T_0$. As the reference temperature T_0 corresponds to zero dissipated power, $R_{ON}(T_0) = R_{ON}(0)$, and Eq. (1) is

equal to Eq. (2), so the thermal resistance can be easily extracted from the previous equations as:

$$R_{TH} = \frac{\Delta T}{P_{diss}} = \frac{\frac{\partial R_{ON}}{\partial P_{diss}}}{\frac{\partial R_{ON}}{\partial T}}$$
(3)

Thus, the thermal resistance is simply the ratio of the two slopes and provided that the thermal resistance can be assumed constant, the base-plate temperature has not to be known precisely. If the assumption of linearity is not strictly valid the variations of R_{ON} or I_{DSS} can be modeled through look-up tables to extract the thermal resistance.

The results obtained are shown in Fig. 7. In fact for the experiments (Figs. 1 and 2) three measurements have been performed (R_{ON} , I_{DSS} at 10 V and I_{DSS} at 30 V). The curves clearly exhibit two zones which correspond to the dissipated power below or above 3.6 W. Below 3.6 W the extracted channel temperature increases linearly versus dissipated power and the three measurements give the same results. It is not the case for dissipated power above 3.6 W where the dependence of channel temperature becomes nonlinear when extracted from R_{ON} or I_{DSS} at 30 V. To explain those differences we can help us with Fig. 3 and the measurement methodology explained previously. In fact, a dissipated power of 3.6 W corresponds to a quiescent drain voltage of 10 V. Thus, for dissipated power below than 3.6 W

(*Vdsq* < 10 V) the measurements of the current at drain biases 10 V or 30 V are made in positive going pulse while for $P_{diss} > 3.6W$ the measurements are made in positive going pulse for 30 V and a negative going one for 10 V see Fig. 6. Thus the differences observed in Fig. 7 are due to different trapping states as those are sensitive to the maximum value of the drain voltage [7,8]. To illustrate what we say, we have performed an experiment: we have measured the value of I_{DSS} at 30 V instead of 10 V, so in these conditions we apply only positive pulses, thus we observe only trap capture. Indeed, for measurements of the current at drain voltage of 30 V the trapping state remains the same whatever quiescent bias voltage while for measurements at 10 V this trapping state changes when the dissipated power goes above 3.6 W [13].

The explanation of positive and negative pulses on trapping effects is also presented in Fig. 6 in term of time constants. When we fix a quiescent bias point higher than 10 V, we must apply a negative pulse in order to measure I_{DSS} at Vds pulse 10 V. During this pulse, we observe a slow increase of current showing the traps emission. However the current into the pulse is not established because the time constant of trap emission is higher than the pulse width. This implies that the measured current at 10 V is underestimated by the presence of ionized traps, thus leading to overestimate the channel temperature. When the measurement of I_{DSS} is performed with the Vds pulse equal to 30 V, the pulse always remains positive and the measurement is



Fig. 5. Extracted pulsed I_{DSS} (at Vds = 10 V) and R_{ON} as a function of base-plate temperature T_a at $P_{diss} = 0$ W (experiment a) for a $0.25 \times 8 \times 75 \ \mu\text{m}^2$ AlGaN/GaN HEMT.



Fig. 7. Estimated channel temperature from data pulsed I_{dss} (10 V and 30 V) and R_{ON} from different power dissipations. The base-plate temperature is 25 °C.



Fig. 6. Impact of positive and negative pulse on trapping effects.

performed during the trap capture. The measured current is established. No error due to traps can be observed (Fig. 7).

From the slope of the measurements obtained in Figs. 4 and 5, the thermal resistance has been extracted giving a value $R_{TH} = 21 \text{ °C/W}$. These results have been checked through 3D-FE ANSYS simulations (base-plate 25 °C) presented in the next section.

3. Thermal simulation: Influence of TBR

The simulated structure is an AlGaN/GaN HEMT structure of the UMS foundry. This transistor is made of 8 fingers of 75 μ m width and 0.25 μ m length. The substrate made of silicon carbide (SiC) is 100 μ m thick. The layout of the structure is shown in Fig. 8. This layout represents the various layers of the device. The topview of a similar device is shown in Fig. 17. The structure has been simulated thanks to the Finite Element Method in the ANSYS



Fig. 8. Layout of the GaN HEMT.



Fig. 9. Mesh of the GaN HEMT structure.

software [15]. The mesh of a pair of fingers is shown in Fig. 9. Some details of the transistor gate are presented in Fig. 10.

The simulation of the measured structure shown in Fig. 9 has been performed. In these simulations, GaN and SiC materials have been considered with nonlinear thermal conductivities [9].



Fig. 10. Details of the HEMT gate.

Table 1Material thermal properties.

Material	<i>K</i> (W/(m K))	$C (J/(kg \circ C))$	$\rho~(\rm kg/m^3)$
SiN	35	680	3200
Au	315	129	19 300
Ni	90	444	9900
AlGaN	40	604	5184
GaN	130	490	6150
AlN	285	600	3230
SiC	490	490	3200





Fig. 11. Influence of the TBR on the isosurface.

The thermal properties of the other materials are shown in Table 1. Moreover a thermal boundary resistance has been taken into account at the interface between SiC and GaN. Several analyses have been performed for a wide range of TBR values varying from 10^{-10} W⁻¹ m² K to 10^{-7} W⁻¹ m² K. Results are reported in Fig. 12. This figure exhibits the value for the thermal resistance versus the TBR. We can see in this figure that the TBR must be adjusted to 2.2×10^{-8} W⁻¹ m² K to obtain the same thermal resistance of 21 °C/W. It is close from the experimental value of 3.3×10^{-8} W⁻¹ m² K proposed in [10]. Models developed in [11,12] are based on acoustic mismatch or diffuse mismatch. The proposed value is about 10^{-9} W⁻¹ m² K which seems to be a bit lower compared to our results. Fig. 11 shows the influence of the TBR on the iso-surfaces. The simulation has been performed for 1 W of dissipated power for a base-plate of 25 °C. As it can be





Fig. 13. The various layers of the measured structure.



Fig. 14. Mesh of the HEMT 8×100 .

seen, the thermal resistance is equal to 21 °C/W. This value has been obtained for a TBR of $2.2\times10^{-8}~W^{-1}~m^2$ K.

4. Simulation and validation on an other transistor size

A complementary study has been performed on a GH25 AlGaN/GaN HEMT of $8 \times 100 \,\mu\text{m}$ provided by UMS foudry. For this transistor the FE analysis includes the environment of the transistor. The transistor is soldered on a CuW package which lays on the baseplate as shown in Fig. 13. The temperature of the base-plate is fixed by a Pelletier Cell. The bias point of the transistor is adjusted in order to reach the transistor sample of the liquid crystal deposited on the gates of the transistors as shown in Fig. 17. The mesh of this transistor (including liquid crystal) is presented in Fig. 14. The



Fig. 15. Mesh of the transistor and its environment.

Table	2	

Bias point	T_a (°C)	$V_G(\mathbf{V})$	$I_D(A)$	$P_{DISS}(W)$	T_J (°C)
A	70.5	-1.80	0.153	4.283	133
B	70.5	-2.21	0.074	2.07	133



Fig. 16. Zoom of the gate area.



Fig. 17. Liquid crystal measurements for 8×100 transistor.

transistor and its environment is presented in Fig. 15. The simulation includes the thermal boundary resistance that has been determined from the first electrical measurements. The value is set to 2.2×10^{-8} W⁻¹ m² K. The thermal conductivities of GaN and SiC are nonlinear.

Two nonlinear measurements have been performed for the bias points shown in Table 2 and for two different base-plates. The transition temperature of our liquid crystal is 133 $^{\circ}$ C.

The results in term of simulation are the following:

For point A, the average temperature on the gate of the central finger is 140.5 °C. For point B, the average temperature on the gate of the central finger is 136 °C.

In both cases the error between measurement and simulation results is less than 5%. These results prove that our approach is fully coherent and that both thermal measurement methods deliver information on the devices. The first method, the electrical one allows to determine the thermal resistance of the transistor. The sensitive parameters (thermometers) are R_{ON} or I_{DSS}. These parameters are sensitive to the channel temperature (inside temperature), which directly modify the electrical properties of the device (voltage, current,...). The method coupled to FE simulation is powerful to obtain a good value for thermal boundary resistance, and for the device thermal resistance. In the second measurement method the temperature is measured above the transistor gate at the surface of the device. As we can see in the simulation results presented in Fig. 16 coming from gate area (Fig. 14), this average temperature value is between 15 and 20 °C smaller than the average temperature of the channel. So we must be careful on the measured temperature. This is really the temperature measured at the surface and this also corresponds to what we have obtained by FE simulation but it is not the temperature that must be introduced in electrothermal model because it is not the channel temperature. Moreover, with very small device, outside temperature can be very far from real device temperature due to hotspot [14].

5. Conclusion

We have provided an assessment concerning the new method proposed in [6] to estimate the channel temperature of AlGaN/GaN HEMTs. This technique has revealed a good agreement compared to our simulations, and is easy to perform. Moreover this measurement technique coupled to FE simulation has allowed to determine a TBR value for GaN/SiC close from what was found in [10]. Other measurement results obtained by liquid crystal transition have also validated our approach.

Acknowledgement

The authors would like to thank UMS for providing transistor samples and TAS for performing thermal liquid crystal measurements.

References

- A.M. Darwish, B.D. Huesbschman, E. Vivieros, H.A. Hung, Dependence of GaN HEMT millimeter-wave performance on temperature, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 57 (12) (2009) 3205–3211.
- [2] S.C. Binari, P.B. Klein, T.E. Kazior, Trapping effects in wide-bandgap microwave FETs, in: IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2002, vol. 3 June 2002, pp. 1823–1826.
- [3] M. Kuball, J.M. Hayes, M.J. Hayes, M.J. Martin, J.C.H. Birbeck, R.S. Balmer, B.T. Hughes, Measurement of temperature in active high-power AlGaN/GaN HFETs using Raman spectroscopy, IEEE Electron Device Letters 23 (1) (2002) 7–9.
- [4] H. Fukui, Thermal resistance of GaAs field-effect transistor, in IEDM Technical Digest, 1980, pp. 118–121.
- [5] J. Kuzmik, P. Javorka, A. Alam, M. Marso, M. Heuken, P. Kordos, Determination of channel temperature in AlGaN/GaN HEMTs grown on sapphire and silicon substrates using DC characterization method, IEEE Transactions on Electron Devices 49 (8) (2002) 1496–1498.
- [6] J. Joh, J.A. del Alamo, U. Chowdhury, T.-M. Chou, H.-Q. Tserng, J.L. Jimenez, Measurement of channel temperature in GaN high-electron mobility transistors, IEEE Transactions on Electron Devices 56 (12) (2009).
- [7] O. Jardel, F. De Groote, T. Reveyrand, J.C. Jacquet, C. Charbonniaud, J.P. Teyssier, D. Floriot, R. Quere, An electrothermal model for AlGaN/GaN power HEMTs including trapping effects to improve large-signal simulation results on high VSWR, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 55 (December) (2007) 2660–2669.
- [8] G. Meneghesso, F. Zanon, M.J. Uren, E. Zanoni, Anomalous kink effect in GaN high electron mobility transistors, IEEE Electron Device Letters 30 (2) (2009) 100-102.
- [9] <http://www.ioffe.rssi.ru/SVA/NSM/Semicond/>.
- [10] A. Sarua, J. Hangfeng, K.P. Hilton, D.J. Wallis, M.J. Uren, T. Martin, M. Kuball, Thermal boundary resistance between GaN and substrate in AlGaN/GaN electronic devices, IEEE Transactions on Electron Devices 54 (12) (2007) 3152–3158.

- [11] R.S. Prasher, P.E. Phelan, A scattering acoustic mismatch model for the prediction of thermal boundary resistance, Journal of Heat Transfer 123 (1) (2001) 105–112.
- [12] E.T. Swartz, R.O. Pohl, Thermal boundary resistance, Reviews of Modern Physics 61 (3) (1989) 605–668.
 [13] G. Mouginot, R. Sommet, R. Quere, Z. Ouarch, S. Heckmann, M. Camiade, Thermal and trapping phenomena assessment on AlGaN/GaN microwave

power transistor, in: European Microwave Integrated Circuits Conference, 28–30 September 2010.

- [14] B. Reich, E.B. Hakim, Hot-spot thermal resistance in transistors, IEEE Transactions on Electron Devices 16 (2) (1969) 166–170.
- [15] ANSYS, \langle www.ansys.com \rangle .

3.5 A microwave modeling oxymoron[97]

Le cinquième article résume quant à lui l'essentiel des **techniques de mesures basses fréquences** et de modélisation que nous avons développées ces dernières années afin de séparer, modéliser, appréhender, **les phénomènes limitatifs dans les composants (effet de pièges, effets thermiques, bruits, ...)**. C'est une très bonne synthèse des méthodes de mesures basses fréquences que nous avons mises en place.

A MICROWAVE MODELING OXYMORON?

Jean-Christophe Nallatamby, Raphaël Sommet, Sylvain Laurent, Michel Prigent, Raymond Quéré, and Olivier Jardel

or a number of decades, the modeling of microwave transistors relied on specific well-known characterization methods. Those methods include S-parameters measurement through vector network analyzers (VNAs) ranging from the lower end of the RF spectrum to the millimeter-wave (mm-wave) region and load pull measurements of transistors used for the design of power amplifiers (PAs). Later, the availability of more powerful computer-aided design (CAD) software enabled the need for models of active microwave devices, thus driving a huge amount of research activity on microwave transistor modeling. Simultaneously, new transistor technologies were invented, combining working concepts such as heterojunction bipolar transistors (HBTs), metal semiconductor field effect transistors (MESFETs) or high electron mobility transistors (HEMTs) and new materials such as gallium arsenide (GaAs), gallium nitride (GaN), indium phosphide (InP), and silicon germanium (SiGe), to cite only the main ones.

This approach has been accepted for a long time. The nonlinear characteristic of such a model allows us to determine the steady-state regime of PAs and oscillators. In contrast, calculating the ultimate performances of the nonlinear circuit such as noise characteristics for oscillators, linearity in the presence of modulated signals, and phase and amplitude stability of radar signals for PAs requires an assessment of the behavior of the device at low frequencies (LFs).

Two cases can be distinguished according to the level of LF spectral components. In the case of oscillators, the LF spectral components have a low magnitude; therefore they act as small perturbations of the RF spectrum but do not change the large signal steadystate regime. Thus, the main challenge of LF frequency measurements is to measure accurately the LF noise sources of the device, which are converted around the RF frequency through the conversion matrix of the nonlinearities. In the case of PAs, LF components result from mixing properties of the nonlinearities fed by modulated signals, either pulses or complex modulations. These components are likely to have an impact on the large signal regime, including the bias of the device. The temperature and the trapping state of the device play the role of a feedback network, modifying

Jean-Christophe Nallatamby (jean-christophe.nallatamby@xlim.fr), Raphaël Sommet, Sylvain Laurent, Michel Prigent, Raymond Quéré, and Olivier Jardel are with XLIM CNRS/University of Limoges, IUT GEII 7 Rue Jules Valles, 19100 Brive, France. Olivier Jardel is with the III-V Lab, Route de Nozay, 91461 Marcoussis, Cedex, France.

> Digital Object Identifier 10.1109/MMM.2014.2308766 Date of publication: 7 May 2014

parameters such as the threshold voltage or the saturation current for FETs. In this case, characterizing the LF parasitic of the device represents the main challenge. Thus the LF measurements aim to state accurately the structure and values of the constitutive elements of the feedback network shown in Figure 1. Load and source impedances are embedded in the feedback network as they strongly modify the feedback conditions through, notably, the input and output voltage excursions.

Noise Sources Modeling

The word "noise" is often associated with an undesirable random that must be eliminated or reduced. Among the different electronic noises, some are irreducible noise such as thermal noise and shot noise, and others are dubbed "in excess" or "reducible," such as the 1/f noise or the generation-recombination noise, thus giving the idea of a possible reduction in the overall noise level. The LF noise of the semiconductor component is a reducible noise. Thanks to computer-aided simulation tools of semiconductor devices and experimental characterization, the objective of minimizing the impact of noise on the circuit characteristics can be achieved while acting on its origin and limiting its influence in the circuit. Two applications arise from this comprehensive analysis of the LF noise. First, it can help to improve the technological process by tuning physical parameters such as layer thickness, doping, etc., to minimize the noise levels. In the second case, the objective is to model the noise source behaviors electrically in order to predict the optimal noise circuit characteristics such as minimum phase noise of frequency sources. Due to the intensive use of bipolar transistors for low-phase noise oscillator circuits, this article will focus on the LF noise measurement of these types of transistors. In this case, the transistor must operate at high current levels, and it is necessary for the experimental characterization to be performed in the overall operating area of the component. In some transistors, this can lead to current densities of several tens of kA/cm². The noise measurements in these conditions represent a challenge for the experimental characterization. The measurement setup described in this article allows these objectives to be fulfilled.

How Are Noise Sources Measured?

The principle of noise characterization arises from the representation of a noisy two port (a transistor, for example). It is represented by a noiseless two port, and at each port, a noise current generator is connected; these two generators can be correlated. The noise characterization consists in measuring these



© COREL

Figure 1. A schematic representation of a model, showing the two main challenges of LF measurements for RF device modeling. The classical model has three state variables that are the two controlling voltages and the temperature. P_d is the dissipated power in the device. LF measurements aim to characterize the feedback network and the noise sources.

two generators at the two-port input and output. Once determined, these external sources can be attributed to internal noise sources and modeled as electrical current noise sources whose origin in the semiconductor device is found thanks to technology CAD (TCAD) simulation tools.

So, to measure the low-signal LF noise current sources of semiconductor devices, different setups have been proposed in the literature, based on the use of either voltage amplifiers (VAs) or transimpedance amplifiers (TAs) [1]-[5]. The basic principle consists in connecting these amplifiers (TA or VA) to the transistor terminals and, by accounting for the output and input impedances of the two port, the biasing conditions, etc., measuring a voltage proportional to these noise generators with a vector signal analyzer Agilent 89410A. This two-channel signal analyzer accurately digitizes the signal and then calculates the frequency spectrum of each channel and their correlation using the fast Fourier transforms (FFTs). It allows the power of the signal to be measured in either the time domain or the frequency domain. The FFT calculation results in the true root mean square (rms) power of the signal, whether it is a single tone, noise, or any complex signal. In addition, the noise-power bandwidth at each frequency is the same as the resolution bandwidth, which is precisely known and repeatable. Each setup (with VA or TA) presents its advantages and has its operational limits. For low to moderate dc current densities, these two techniques give similar results [6]. For high-level dc current densities, the



Figure 2. The setup for complete noise characterization.

VA is preferable, and for some values, it is impossible to measure the noise sources with TA. This may drastically restrict the range of dc current allowed in the device.

The complete LF noise measurement setup is shown in Figure 2. The bias tees are added to avoid possible oscillations in the RF band by loading the transistor with 50 Ω in this frequency range.

By characterizing the bias tees with their measured chain matrix, the power spectral densities (PSDs) Si_{out} and Si_{in} and their correlation (in the case of two-port simultaneous measurement) are related to the measured PSD Sv_{out} and Sv_{in} and their correlation by taking into account the LF dynamics. Thermal effects cannot be disregarded when characterizing the low-frequency noise of HBTs under moderate to high dc current regimes. They have a dynamic impact on the input and output impedances of the transistor, allowing extraction errors of several decibels if frequency-independent nominal values are used in the computation of the equivalent short-circuit current noise power.

These two noise sources have been measured. To avoid any influence of one on the other, a huge capacitance (20 mF) is connected at the In node when Sv_{out} is measured and at the Out node when Sv_{in} is measured (Figure 2). In each case, one access port of the

transistor is short circuited; for these two measurement configurations, the equivalent circuit is shown in Figure 3.

The equivalent impedance of the transistor named Z_{eq} (at the input or the output) has its own equivalent short-circuit noise current I (I_{in} or I_{out}) that will be measured. The bias tee will be characterized by its linear matrix, [Y]. R will be either R_1 or R_2 depending on the measured configuration, and i_r is its equivalent thermal noise source. e_{ati} and i_{ati} are the voltage and current noise sources of the amplifier, and Z_{ati} its input impedance.

From this scheme, a straightforward calculation allows us to express the PSD of the current I (1) in function of the PSD of $V_{\rm mes}$

$$S_{I} = S_{V_{\text{in}}} \times |Y|^{2} - S_{e_{\text{ati}}} \times |Y_{T}|^{2} - 2 \times \Re(e_{\text{ati}} \times i_{\text{ati}}^{*} \times |Y_{T}|) - S_{i_{\text{ati}}} - S_{i_{rr}}$$
(1)

where Y_T are admittance that depend on the linear matrix of the bias tee, $R_r Z_{ati}, Z_{eq}$.

In this expression, the LF behavior is taken into account by the measured Z_{eq} impedance. The influence of the thermal self-heating behavior of the transistor can be checked and thereby the independence of the current noise sources from this, so



Figure 3. *The equivalent circuit of LF noise measurement.*



Figure 4. (*a*) The PSD of measured noise voltage at the base for three collector resistances R_2 , (b) the PSD of short-circuit current noise at the base, (c) the PSD of measured voltage noise at the collector for three base resistances R_1 , and (d) the PSD of short-circuit current noise at the collector.

justifying the noise modeling with current sources (Figure 2). Figure 4(a) illustrates this phenomenon on the PSD of the voltage fluctuations (Sv_{in}) measured at the base for three different values of R_2 : 0 (short circuit), 60 Ω ,120 Ω , but with the same bias point ($V_{ce0} = 3 \text{ V}$, $I_{co} = 50 \text{ mA}$).

Figure 4(c) shows the PSD of the voltage noise at the collector with the same bias point for values of R_1 : 0 (short circuit), 1,000 and 4,700 Ω ; R_2 is kept as 60 Ω .

Unlike the base current source, the collector noise current, computed with a similar equation to (1), varies with the base load impedance.

When a short circuit is applied to the base, the contribution (at the collector terminal) of the base current source is null, whereas when a high impedance load is applied, this base current source is amplified by the transistor. The curve in red in Figure 4(d) corresponds to the real value of the collector current noise.

The current noise sources at the transistor ports, whose measurement is described in the previous section, are the only way to characterize the LF noise behavior of the transistor. These equivalent sources result from internal noise sources in the transistor whose origins are extensively discussed in [7]–[12]. Microscopic physical noise sources lead to random fluctuations of conduction currents. It therefore follows that, in a macroscopic electrical representation, every equivalent Norton noise current source must be associated with the conductive element where it originates. In a previous paper [13], we concluded that HBT LF noise behavior may be attributed, with an accurate assumption, to the sources I_{RBE}, I_{BE} (Figure 5) generated by fluctuations of minority carriers in the base-emitter junction (periphery and volume). I_{BE} represents the generation recombination (GR) and 1/f noise sources generated in the base-emitter junction, and I_{RBE} represents the GR and 1/f noise sources of the recombination current principally present at the periphery of the base-emitter junction.

An illustration of the modeling is given below for an SiGe transistor from Infineon Technology (BFP740F) [14]. The LF noise has been measured for four bias operating points ($V_{ce0} = 3 \text{ V}$, $I_{collector} = 5, 10, 15, 20 \text{ mA}$).

From the model depicted in Figure 5, a straightforward calculation allows us to derive the PSD of internal LF noise sources, SI_{RBE} , and SI_{BE} and their correlation to the measured external short-circuit



Figure 5. An LF noise HBT model.



Figure 6. Internal current noise sources PSD: (a) SI_{BE} , (b) SI_{RBE} , and (c) coherence function.

current noise sources (PSDs) Si_{in} and Si_{out}. These PSDs and coherence function are plotted in Figure 6. The coherence function defined by $C_{xy} = (|S_{xy}|^2/S_x.S_y)$ is a quantity between zero and one, which estimates the extent to which y(t) may be predicted from x(t).

The last step of the noise modeling consists of describing the behavior of each of the two noise sources PSD SI_{RBE}, SI_{BE} by a function that depends on the collector current; this function will be integrated in the CAD

software for the circuit design. Today, the simulation methods to determine phase noise in oscillators are well established [15]. Modern software allows us to handle linear and cyclostationary noise sources [16]. The phase noise spectrum is accurately computed with the same formalism both far from and near to the carrier frequency [15]. The simulation, which is no longer quasistatic, takes into account the LF dynamic effects, i.e., the dynamic interaction between the LF bias circuit and the RF circuit properly so-called. This simulation method, based on the conversion matrix theory of nonlinear circuits, is based on the fact that the noise sources can be considered as the sum of the pseudosinusoidal noise for each frequency. Moreover, the frequency conversion of each noise sinusoid is independent from the others. Then, to be more accurate, the cyclostationary model of the LF noise source will be developed for each LF. As a rule of thumb, the oscillator phase noise is characterized for discrete frequencies, typically 1, 10, and 100 kHz in telecommunication systems, after which the model will be elaborated for each frequency of each source. For that, the values of the SI_{RBE} and SI_{BE} sources for each frequency are plotted in log-log versus the collector current I_c (Figure 7). Then, a fit with the nonlinear function, $S_i = K \times I_c^p$ is applied for each curve (in red in Figure 7). The values of constants *K* and *p* are given in Figure 7.

Next, these nonlinear equations, which model the cyclostationary behavior of the LF noise sources, are integrated in the transistor nonlinear model and they allow the phase noise simulation of the oscillator circuits [17], [18].

What Is the Relation Between the Measurement and the Physics?

The other aspect of noise source modeling concerns the numerical simulation of trapping in semiconductor devices. A powerful post-processing [19] tool has been developed in the mathematical SCILAB software package coupled through a dedicated data access component (DAC) with a specified commercially available physics-based device simulator (sentaurus-synopsys). It presents considerable advantages in performing accurate deterministic dc, ac, and transient simulations of semiconductor devices, including many fundamental and parasitic effects. This unified approach provides accurate results and offers a deep insight into the description and comprehension of the generation of noise.

Thus, robust simulations of GR noise in semiconductor devices can be performed by using GR Langevin sources associated with the scalar Green functions responses of the device [20].

Figure 8 illustrates the schematic description of the noise simulation procedure to perform accurate GR noise simulation.

To validate the noise simulation tool, 2-D simulations were performed on a monofinger InGaP-GaAs junction of $1 \times 2 \times 40 \ \mu m^2$ size. A full comparison of the calculated and measured noise sources is shown in Figure 9. Even at a high injection level, the full noise results are not modified by a 1/f noise source beyond 3 kHz. The comparison between the simulation and measured noise spectra demonstrates the accuracy of the proposed method for the GR noise simulation and validates it.

In conclusion, this section deals with the LF noise characterization and simulation of semiconductor devices in order both to achieve cyclostationary electrical noise modeling of these sources to improve the phase noise of oscillator circuits and to improve the understanding of the origin of these noise sources. The ultimate objective of this comprehensive analysis is to reduce the effect of the nonlinear frequency conversion of these LF noise sources in circuits such as frequency sources to reduce their phase noise, which is responsible for the degradation of RF and microwave system performance.



Figure 7. The plot of (a) SI_{RBE} and (b) SI_{BE} sources for three frequencies 1, 10, and 100 kHz—fit coefficients of noise source models.

Extracting the LF Parasitics Through S-Parameter Measurement from Quasi-dc (5 Hz) to Millimeter Wave (40 GHz)

A number of measuring methods are available to highlight or to prevent measurements from parasitic effects. Pulsed measurements have been used for a long time to put the device in a quasi-isothermal and fixed trapping state, but, while providing great improvements as compared to with dc measurements [22], they do not fulfill all the requirements for an in-depth characterization of all the time-constants involved in parasitic effects. Time-domain or frequency-domain large



Figure 8. A schematic description of the noise simulation procedure.

signal measurements have also been extensively used to tackle the modeling process [23] and have recently been extended to wideband modulated signals [24]– [26] to take account of the LF effects. Another approach consists in trying to characterize separately the LF effects using *S*-parameter measurements [27]: indeed, thanks to its high dynamic range, this technique allows us to accurately measure the network parameters, even when they are slightly perturbed by parasitics. The test setup presented in Figure 10 aims to cover

LF Feedback in HBTs Is Mainly Due to the Thermal Effects

When measuring small signal parameters of bipolar devices, a strong feedback effect is observed at dc and at LFs. This feedback could be due to either the early effect or the emitter series resistance. However, for HBT those two effects are negligible [28]. Therefore the feedback is due to the self-heating of the transistor, which manifests itself by the decrease of the base-emitter voltage when the collector emitter voltage increases at constant base/collector



current at dc. As can be observed in Figure 11, it is obvious that the temperature of the device strongly modifies the S_{12} parameter at LF. This suggests the possibility of using *S*-parameters as a sensitive parameter to determine the thermal behavior, i.e., the thermal impedance of the devices.

The Choice of Hybrid Parameter h_{12} as the Thermometer

The measured *S*-parameters are first transformed into *h*parameters [29]. Then, *h*-parameters must be expressed as a function of the thermal impedance. This relation is obtained by deriving the nonlinear equations between the currents, voltages and temperature of the bipolar transistor.

Figure 9. A comparison of measured and simulated short-circuit spectral noise current source for a $1 \times 2 \times 40 \ \mu m^2$ InGaP-GaAs junction. In this simulation, an electron trap at an energy level Ec-Et = 0.87 eV with capture cross-sections $\sigma_p = 3 \times 10^{-14} \ cm^2$ and $\sigma_n = 1 \times 10^{-19} \ cm^2$ and a density of $3.7 \times 10^{16} \ cm^{-3}$ has been taken into account [21]. This defect is located in the emitter InGaP layer of the heterojunction. Measurements are performed with the test setup of Figure 2.

all the frequency bands of interest to identify the magnitude and frequencies associated with thermal and trapping effects.

For HBT devices, these measurements allow us to fully determine the thermal impedance of the device in an extremely simple way, as will be shown later. For HEMT devices, things are more complex, as the thermal and traps time constants are of the same order and it is therefore difficult to separate them.



Figure 10. A setup of S-parameters measurement in the frequency range of 5 Hz–40 GHz. The setup uses two commercial VNAs (E5061B of Agilent and Anritsu Vector Star MS4644A) to cover the frequency range 5 Hz–40 GHz. Special care has been given to the development of bias tees able to go down to 5 Hz. Devices are measured on a wafer at different temperatures. The SOLT method (short, open, load, and thru) is used to calibrate the VNA. Measurements are realized using a prober PA200 (Suss Microtec) with a thermal chuck allowing control of the temperature in the -65-200 °C range.

The expression of the h_{12} parameter is recalled here:

$$h_{12} = \frac{h_{12ISO} + \tilde{\phi}\tilde{Z}_{TH}I_{CO} - \tilde{\gamma}\tilde{Z}_{TH}V_{CEO}h_{12ISO}}{1 - \tilde{\phi}\tilde{Z}_{TH}I_{BO} - \tilde{\gamma}\tilde{Z}_{TH}V_{CEO}} + \frac{h_{22ISO}\tilde{\phi}\tilde{Z}_{TH}V_{CEO}}{1 - \tilde{\phi}\tilde{Z}_{TH}I_{BO} - \tilde{\gamma}\tilde{Z}_{TH}V_{CEO}}'$$
(2)

where the "ISO" hybrid parameters are evaluated at a fixed temperature, $h_{11ISO} = (\partial V_{BE} / \partial I_B)|_{VCE,T}$, $h_{12ISO} = (\partial V_{BE} / \partial V_{CE})|_{I_B,T}$, $h_{21ISO} = (\partial I_C / \partial I_B)|_{VCE,T}$, $h_{22ISO} = (\partial I_C / \partial V_{CE})|_{I_B,T} \cdot \phi = \partial V_{BE} / \partial T|_{I_B}$ is called the base-emitter thermal coefficient, $\gamma = (\partial I_C / \partial T)|_{VCE}$ the current thermal coefficient and \tilde{Z}_{TH} the thermal impedance.

As already mentioned, the early effect and the feedback due to the series resistance of the emitter are negligible for HBTs. Thus the hybrid parameters h_{12ISO} and h_{22ISO} are close to zero. Moreover, the denominator of h_{12} is close to one. Then (2) reduces to the very simple relation (3), which shows that $h_{12}(\omega)$ is the direct image of $\tilde{Z}_{TH}(\omega)$. Thus, for a given collector current I_{co} , the base-emitter thermal coefficient φ is the only parameter to be determined to characterize the thermal impedance. This technological parameter slightly depends on the collector current. This value

was measured around $\varphi = -1.2 \text{ mV/}^{\circ}\text{C}$ for the SiGe transistors used in [29].

$$\tilde{Z}_{\rm TH}(\omega) \cong \frac{h_{12}(\omega)}{\phi I_{\rm CO}}.$$
(3)

Another very important criterion in the choice of h_{12} is that this parameter remains approximately independent of the size of the transistor. Indeed, on the one hand, I_{co} is proportional to the emitter area A_E : i.e., $I_{co} = J_{co}A_E$, where J_{co} is the collector current density. On the other hand, the thermal impedance approximately scales with the inverse of the emitter area: i.e., $Z_{TH}(\omega) = (Z_{thf}(\omega)/A_E)$, where Z_{thf} is the unit area thermal impedance, which is dependent only on the transistor topology. Thus, the feedback coefficient can be approximated by

$$h_{12} \cong \phi J_{\rm CO} Z_{\rm thf}(\omega). \tag{4}$$

This equation shows that, for a given transistor technology, h_{12} is only dependent on the collector current density, as shown in Figure 12. The behavior is linear for a given frequency.



Figure 11. The S_{12} parameter versus frequency from 100 Hz to 1 GHz for a SiGe transistor with two emitter fingers $(2 \times 0.35 \times 5.8 \ \mu m^2)$ at various temperatures, showing the dependence of the feedback parameter versus the temperature variations.

The extraction of thermal impedance versus frequency measured by LF S-parameters has been performed for different collector current densities. Different HBTs with various sizes: $3 \times 2 \times 2 \times 110 \ \mu m^2$ GaInP/GaAs (three bicells fingers of $2 \times 110 \ \mu m^2$), $6 \times 2 \times 40 \ \mu\text{m}^2$ GaInP/GaAs (six fingers of $2 \times 40 \ \mu\text{m}^2$), and a large one of $9 \times 2 \times 1 \times 100 \ \mu m^2$ Ga InP/GaAs (nine bicells fingers of $1 \times 100 \ \mu m^2$) brazed on a copper carrier have been characterized. Figure 13 shows that, to the first order, the method is not limited by special conditions like other methods (size of transistor or isothermal condition). The thermal impedance can be extracted for each measured bias point. However, it is preferable to choose a high collector current density to limit the noise measurement shown in Figure 13. Moreover, the measured thermal impedance (Figure 14) has been successfully compared both to the simulated one obtained with the three-dimensional (3-D) finite element method and







Figure 13. The real part of thermal impedance versus frequency for different values of collector current density and various sizes of HBTs. As the temperature rise is assumed to be linear, the thermal impedance is directly equal to the ratio between the temperature of the device and the dissipated power. Measurements are shown here without averaging, and the lines are obtained through measurements fitting.

to the thermal resistance determined as shown in [30]. As already mentioned, the method does not depend on the size of the transistor, and the frequency range, already up to 10 MHz, can be easily extended up to 100 MHz, which provides the same information as measuring the device with 10-ns pulses.

A New Method of Measurements for HEMTs

At the beginning of the 1990s, D.G. Cahill proposed a new method to measure the thermal conductivity of bulk materials or layers [31]. This method relied on the production of heat by a metal strip, deposited on the material to be characterized and fed by an electrical current. If the resistance of the metal strip varies linearly with the temperature, a voltage resulting from the mixing product of current and resistance variation at the temperature rate appears at a frequency equal to three times the frequency of the electrical generator (Figure 15). Thus the method was called the " $3-\omega$ method." Since then, it has been widely used to characterize materials, including GaN on silicon [32], but, to our knowledge, it has never been applied to transistors. By inspecting the simple structure presented in Figure 15, one expects that the "On" resistance of a GaN HEMT, measured at a dc bias $V_{\text{GSO}} = V_{\text{DSO}} = 0 \text{ V}$, would play the role of the metal strip, thus leading to the possible extraction of the thermal impedance at various frequencies.

One of the main difficulties of this method is the measurement accuracy, due to the very low voltage magnitude at the third harmonic $V_{DS}(3\omega)$, which

is approximately $60 \sim 80$ dB below the fundamental signal. To cope with this problem, a Wheatstone bridge as described in Figure 15 and a lock-in amplifier are used.

The Wheatstone bridge is balanced at the fundamental frequency and the thermally generated voltage at 3 ω across the transistor generates an imbalance that can be measured with the aid of the lock-in amplifier. Then the thermal impedance can be readily calculated using (5), where the coefficient β depends on the bridge impedances

$$Z_{\rm TH} = \frac{4.V_{\rm diff-3\omega}}{\alpha.\beta.R_{\rm ON0}^2.I_{\rm DS1}^3}.$$
 (5)

The important thing to note here is that the ratio $V_{diff - 3w/Ids1^3}$ must be constant at the first order. This implies maintaining the transistor in its linear regime, thus limiting the applied fundamental current.

The setup developed to perform these measurements is presented in Figure 16. The magnitude of measured signals at the third harmonic is in the microvolts range. The calibration of the setup is made possible thanks to resistors that exhibit a low temperature coefficient (lower than 50 p/m/°C). The component choice is critical for accurate measurements. The voltage source must be chosen with very good total harmonic distortion (THD). However, theoretically, even if the generator is not perfect at ω and presents a small nonlinearity, the simple balancing of the Wheatstone bridge normally ensures the cancellation of the generator's contribution to $V_{\text{diff-3}\omega}$. The source can generate

a sinusoidal signal with a maximum amplitude of 10 V (50 Ω). This generator drives an amplifier with an output resistor R_0 of 2.1 Ω , thus improving the available current in the bridge. The main constraint of the Wheatstone bridge relies on a resistive bridge with elements that are thermally insensitive. For these reasons, Birge and Nagel recommended the choice of wire-wound resistors [33]. Moreover, in order to increase the current in the R_a branch, the choice of R_a and R_b must present a ratio of ten (even 100). Careful calibration of the bridge must be performed to compensate the frequency parasitic elements of the various



Figure 14. Thermal impedance Z_{TH} [magnitude (a) and phase (b)] extracted for a $2 \times 0.35 \times 5.8 \ \mu\text{m}^2$ size transistor from SiGe Infineon technology.

components of the setup to increase the frequency range of the measurement.

The result of the thermal impedance extraction for a coplanar (360- μ m thickness) AlInGaN/GaN HEMT with eight gate fingers of 75- μ m width and 0.25- μ m



Figure 15. Schematic of the test setup. The Wheatstone bridge allows approximate cancellation of the differential voltage at the fundamental frequency. The transistor is replaced by its Thevenin equivalent model.



Figure 16. *Schematic of the three omega setup.*

length, from III–V Lab, is shown in Figure 17. The term α in (5) is the temperature coefficient of the "On" resistance. It is determined from *S*-parameters measurements at different temperatures using a thermal chuck. The term β is determined through the calibration process and may depend on the frequency. This result has been checked using a finite element 3-D thermal simulation and good accuracy was obtained.

Why Trapping Effects Induce Output Conductance Dispersion

It has long been known that traps, and more precisely those that are responsible for drain-lag



Figure 17. The magnitude of the thermal impedance versus frequency for different V_{DS} . It highlights the changes in oscillation temperature, which decreases with frequency for different magnitudes of V_{DS} (here 214 mV, 228 mV, 249 mV).

effects, have a strong influence on the output conductance of the transistors, in the frequency range of their emission rate. For that reason, the first small-signal models taking into account trapping effects were designed to provide a better description of the LF to HF dispersion of the output conductance by adding a resistor and capacitance in series between source and drain, of GaAs MESFETs at that time [34].

The LF dispersion of the output conductance is due to the fact that some traps, and particularly those located into the buffer layer in MESFETs and HEMTs, have an impact on the output current when they are submitted or not to an electric field as they capture or emit charges, and this electric field is mainly dependent on the drain-source voltage. Thus, traps induce a modulation of the output current as a function of the drain-source voltage and hence directly affect the output conductance.

The current modulation by the traps results from the constitution of a virtual gate by the ionized traps either at the surface or in the buffer. In the case of buffer traps, this phenomenon is referred to as "self-backgating" [35], [36].

Therefore a LF modulation of the number of ionized traps will directly lead to an LF modulation of the drain current. However, this modulation due to the variation of the channel electric field is strongly nonlinear.







Traps that have captured charges are able to release them only very slowly. Emission time constants are in the order of a few microseconds to several milliseconds and even more in wide band-gap materials like GaN. Thus, if the signal V_{ds} varies faster than the traps emission time constants, the traps have no time to release their captured charges at the signal speed and then remain frozen in an ionized state. That is why the change of the output conductance can be observed, in the low-frequency domain, at the point



Figure 19. Measurement/model comparison of the large signal characteristics of an 8×75 -µm GaN HEMT, in class AB at 10 GHz, in dc/carrier wave (CW) ($V_{ds} = 20 V$, $I_{ds} = 200 mA/mm$). The model including trapping effects allows an accurate prediction of the mean output current, leading to better accuracy on the other characteristics (PAE and P_{out} and the gain), hence showing the interest of taking into account the trapping effect in nonlinear models of GaN HEMTs.

corresponding to the emission time constant of the concerned traps.

Modeling Trapping Effects: A Hard Task Without Interest?

As was said for the small signal case, traps are frozen when the frequency of the excitation is higher than their emission rate, due to the dissymmetry between the capture and emission time constants. In large signal operation, a new variable has to be taken into account, which is the output voltage swing. Indeed, under RF excitation, the free electrons in the channel are submitted for a very short time to an electric field that pushes them into the traps (and the traps have no time to release them before the next signal period and the next peak of electric field). If the electric field peak increases, more traps become charged, hence increasing the current dispersion. Yet this electric field peak is determined by the maximum output voltage reached, and then the trap's state depends on the power level injected into the device under test (DUT) and on the matching conditions.

Thus, the more input power, the more output voltage swing, the more charged traps, the less output current. That explains the decrease of the mean output current versus the input power commonly observed on GaN HEMTs during load-pull measurements (illustrated in Figure 18), or the slow recovery of this current after the RF is switched off, as observed during pulsed RF characterizations.

Therefore, it is sometimes worth including trapping effects in large signal models, particularly when such behavior of the mean output current is observed. Several large signal models have been developed [37]–[41]. The trapping and thermal effects have been deeply investigated by research teams at the University of Sidney and Macquarie University [42]–[45] and the Universities of Bologna and Ferrara [46]–[49] and it has been shown [50] that including trapping effects in a GaN HEMT model improves its accuracy and increases its validity range in terms of bias voltage and load impedances. Moreover, the prediction of the input reflection coefficient is more precise. This point is crucial for the amplifier designers as proper input matching is essential to obtain the expected performances (especially in terms of gain, linearity, and even PAE in the case of harmonic matching), and precision issues can become critical when large devices with very low input impedances are used [51].

Figure 19 shows the comparison between large signal measurements and simulations of a 600-µm GaN HEMT biased in class AB, at 10 GHz. The model including trapping effects is able to follow the decrease of the mean output current occurring at input powers before the gain compression. This induces a better fit of the other characteristics, i.e., the gain, the output power, the PAE, and the input reflection coefficient in amplitude and phase.

And Low-Frequency S-Parameters in All of That?

Almost nobody measures PAs using LF S-parameters, still less checks if the simulations fit with such measurements. With this remark, what is the interest in modeling correctly a transistor output conductance at LF? In other words, a nonlinear model is designed for power applications and to be used in harmonic balance simulations, end of story.

It would be much too simple. The low-frequency variations of the output conductance indeed highlight the dynamical behavior of the trapping effects. Not paying any attention to modeling these variations in a correct manner will lead to missing important dynamical behaviors when the PA is fed by modulated signals such as RF pulses for radar applications or complex modulations for telecommunications applications [52].

It appears clearly on the simplest modulated signal: a pulsed RF operation with a dc bias. Figure 20 presents the mean output current of our test device measured in such conditions. The bias here is $V_{ds} = 20$ V, $I_{ds} =$ 200 mA/mm, and the RF signal at 10 GHz is pulsed for 5 µs. What can be seen is that the current increases while the RF is on, which happens normally in operation at gain compression (here approximately 1 dB), but what can also be observed is that, at the moment when the RF is shut down, the output current does not come back to its bias value but begins from a lower value and slowly recovers before the next RF pulse.

This phenomenon is due to the emission of charges by the traps, which come back to a new equilibrium state defined by the bias point of the application. The correct modeling of the LF S-parameters, especially at the nominal bias point of the future application, ensures that the dynamic of the mean output current recovery will be correctly modeled (the modeled characteristics are also shown in Figure 20 in this case). That is why such measurements are of great interest for trapping effects modeling: they are quite simple to perform (Figure 21) and provide a lot of data, like the



Figure 20. Measurement/model comparison of the large signal characteristics of an 8×75 -µm GaN HEMT, in class AB at 10 GHz, in dc/pulsed RF (5 µ/10%) at V_{ds} = 20 V, I_{ds} = 200 mA/mm, for a medium input power (~1-dB compression). The trapping model leads here also to a larger dynamic of the output current recovery after the RF pulse [53].

number of traps, the amplitude of the dispersion they induce, as well as their emission time constants.

Figure 21 shows a comparison between LF *S*-parameter measurements and a nonlinear model in several conditions: when the trapping model is activated or not and when the thermal effects are taken into account. The effect of the traps is clearly seen and can be fitted with good precision (in amplitude and time constants), all the more so since thermal effects have a weak influence on the dispersion and this influence induces a decrease of the output conductance versus the frequency, whereas trapping effects induce an opposite dispersion. Moreover, each trap signature induces a peak of the imaginary part of Y_{22} , making this parameter more convenient than the real part for extracting the emission time constants of the traps.

One could conclude that the emission time constants of the current recovery modeled in Figure 20 do not correspond to the measured ones, whereas they have been extracted with good accuracy from LF S-parameter measurements (c.f. Figure 21). Indeed, the



Figure 21. Measurement/model comparison of the low-frequency S22 parameter of an 8×75 - μm GaN HEMT, in class AB at 10 GHz, in dc/CW ($V_{ds} = 20 V$, $I_{ds} = 200 mA/mm$). The modified trapping model allows better description of the dispersion.

The main challenge of LF frequency measurements is to measure accurately the LF noise sources of the device under high-density bias current.

thermal dependence of the emission time constants is strong, and the two situations are not in the same thermal state. During the measurement of the LF S-parameters, the device temperature is determined by the quiescent bias point, whereas the temperature at the beginning of the current recovery during pulsed RF measurements is determined first by the thermal state of the device just before, when the RF drive was On, and then evolves over time. This shows that the model could be improved by adding new features, like a thermal dependence on the emission time constants, or also a dependency on them versus the bias voltages [27]. However, the interest in such improvements has to be compared with the complexity of extracting such dependencies, all the more so as the traps depend on the electric field, whose distribution into the device structure is extremely nonlinear versus the command voltages V_{gs} and V_{ds} .

Finally, and apart from the question of using LF S-parameters for modeling purposes, another outlook of such characterizations of the output conductance is that traps in semiconductor devices can be mapped, and their activation energies extracted. Such measurements are to be classified in the family of deep level frequency spectroscopy (DLFS) and show many advantages. Indeed, S-parameter measurement setups have a very high dynamic (and are then less sensitive to current leakage than C-V measurements), and the output conductance can be directly obtained from S₂₂ without complex treatment. Thanks to the very weak amplitude of the excitation signal, the characterization is isothermal (unlike DLTS), as the temperature does not vary during the frequency sweeps (however, this does not mean that thermal dispersion is not seen on the output conductance variation). Moreover, thermal and trapping effects can be totally separated, as they induce opposite output conductance dispersion: thermal effects reduce it whereas trapping effects increase it.

Conclusion: LF Frequency Measurements Provide Invaluable Information for RF Transistor Modeling

In this article it is shown that LF measurements are essential for the accurate modeling of some crucial characteristics of microwave circuits such as oscillator noise, carrier wave (CW), and pulsed load-pull characteristics, linearity and memory effects of PA. In the case of oscillators, the main challenge is to extract the noise sources of the device in order to accurately model the RF noise spectrum that determines the ultimate performance of telecommunications and radar systems. For PA, the challenge is to identify and model the LF network that is responsible for the feedback phenomena that dynamically modify the large signal steady-state regime from the point of view of the magnitude and phase of the output signal. This has a serious impact on system characteristics like pulseto-pulse stability for radars and linearity and memory effects for telecommunications systems.

Moreover, LF measurements provide a convenient, noninvasive way to relate the device physics to the CAD models. This can shorten and improve the device development chain for new kinds of transistors thanks to a quick evaluation of the impact of physical characteristics, such as the presence of traps or thermal behavior, on the system characteristics.

In the process of introducing LF effects into the microwave nonlinear models, care must be taken to ensure the usability of these models in terms of convergence and time resources of the CAD software. Further work is necessary to improve the modeling methods and models topology, notably for envelope tracking PA, where not only input signals but also biasing voltages are modulated.

References

- [1] L. Bary, M. Borgarino, R. Plana, T. Parra, S. Kovacic, H. Lafontaine, and J. Graffeuil, "Transimpedance amplifier-based full low-frequency noise characterization setup for Si/SiGe HBTs," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 48, no. 4, pp. 767–773, Apr. 2001.
- [2] M. Borgarino, "Full direct low frequency noise characterization of GaAs heterojunction bipolar transistors," *Solid-State Electron.*, vol. 49, no. 8, pp. 1361–1369, Aug. 2005.
- [3] S. Bruce, L. Vandamme, and A. Rydberg, "Improved correlation measurements using voltage and transimpedance amplifiers in lowfrequency noise characterization of bipolar transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 47, no. 9, pp. 1772–1773, Sept. 2000.
- [4] S. Jarrix, C. Delseny, F. Pascal, and G. Lecoy, "Noise correlation measurements in bipolar transistors. I. Theoretical expressions and extracted current spectral densities," *J. Appl. Phys.*, vol. 81, no. 6, pp. 2651–2657, Mar. 1997.
- [5] B. Neri, B. Pellegrini, and R. Saletti, "Ultra low-noise preamplifier for low-frequency noise measurements in electron devices," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 40, no. 2, pp. 2–6, Feb. 1991.
- [6] A. A. L. de Souza, J.-C. Nallatamby, and M. Prigent, "Low-frequency noise measurements of bipolar devices under high dc current density: Whether transimpedance or voltage amplifiers," in *Proc. European Microwave Integrated Circuits Conf.*, Manchester, U.K., Sept. 2006, pp. 114–117.
- [7] F. N. Hooge, T. G. M. Kleinpeenning, and L. K. J. Vandamme, "Experimental studies on 1/f noise," *Rep. Prog. Phys.*, vol. 44, no. 5, pp. 479–532, 1981.
- [8] L. Vandamme, X. Li, and D. Rigaud, "1/f noise in MOS devices, mobility or number fluctuations?" *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 41, no. 11, pp. 1936–1945, Nov. 1994.
- [9] F. N. Hooge, "1/f noise sources," IEEE Trans. Electron Devices, vol. 41, no. 11, pp. 1926–1935, Nov. 1994.
- [10] A. van der Ziel, "Noise in solid-state devices and lasers," Proc. IEEE, vol. 58, no. 8, pp. 1178–1206, Aug. 1970.
- [11] A. van der Ziel, Z. Xiaonan, and A. Pawlikiewicz, "Location of 1/f noise sources in BJT's and HBJT's—I. theory," *IEEE Trans. Electron Device*, vol. 33, no. 9, pp. 1371–1376, Sept. 1986.
- [12] T. G. Kleinpenning, "Location of low-frequency noise sources in submicrometer bipolar transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 39, no. 6, pp. 1501–1506, June 1992.

- [13] J.-C. Nallatamby, M. Prigent, M. Camiade, A. Sion, C. Gourdon, and J. Obregon, "An advanced low-frequency noise model of GaInP-GaAs HBT, for accurate prediction of phase noise in oscillators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 5, pp. 1601–1612, May 2005.
- [14] NPN. (2007, Apr. 20). BFP740: NPN silicon germanium RF transistor. [Online]. Availabe: http://www.infineon.com/
- [15] M. Odyniec, RF and Microwave Oscillator Design. Boston, MA: Artech House, 2002.
- [16] A. A. L. de Souza, E. Dupouy, J.-C. Nallatamby, M. Prigent, and J. Obregon, "Experimental characterization of the cyclostationary low-frequency noise of microwave semiconductor devices under large signal operation," *Int. J. Microwave Wireless Technol.*, vol. 2, no. 2, pp. 225–233, Apr. 2010.
- [17] S. Laurent, G. Callet, J.-C. Nallatamby, M. Prigent, V. Nodjiadjim, and M. Riet, "Nonlinear model of InP/GaAsSb/InP DHBT process for design of a Q-Band MMIC oscillator," in *Proc. European Microwave Integrated Circuits Conf.*, Paris, France, 2010, pp. 270–273.
- [18] E. Dupouy, J.-C. Nallatamby, M. Prigent, and C. Laporte, "A low power, low phase noise 10 GHz MIC oscillator," in *Proc. IEEE Int. Frequency Control Symp.*, Miami, FL, 2008, pp. 312–315.
- [19] J.-C. Nallatamby, K. Abdelhadia, J.-C. Jacquet, M. Prigent, D. Floriot, S. Delage, and J. Obregon, "Numerical simulation and characterization of trapping noise in InGaP–GaAs heterojunctions devices at high injection," *Solid-State Electron.*, vol. 81, pp. 35–44, Mar. 2013.
- [20] F. Bonani and G. Ghione, Noise in Semiconductor Devices: Modeling and Simulation (Springer Series in Advanced Microelectronics). Berlin Heidelberg, Germany: Springer-Verlag, 2001.
- [21] K. Cherkaoui, M. Murtagh, P. Kelly, G. Crean, S. Cassette, S. Delage, and S. Bland, "Defect study of GaInP/GaAs based heterojunction bipolar transistor emitter layer," J. Appl. Phys., vol. 92, no. 5, pp. 2803–2806, Sept. 2002.
- [22] M. Paggi, P. H. Williams, and J. M. Borrego, "Nonlinear GaAs MES-FET modeling using pulsed gate measurements," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, no. 12, pp. 1593–1597, Dec. 1988.
- [23] F. de Groote, J.-P. Teyssier, T. Gasseling, O. Jardel, and J. Verspecht, "Introduction to measurements for power transistor characterization," *IEEE Microwave Mag.*, vol. 9, no. 3, pp. 70–85, June 2008.
- [24] J. Verspecht, J. Horn, L. Betts, D. Gunyan, R. Pollard, C. Gillease, and D. E. Root, "Extension of X-parameters to include long-term dynamic memory effects," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Boston, MA, 2009, pp. 741–744.
- [25] G. Avolio, D. Schreurs, A. Raffo, G. Crupi, G. Vannini, and B. Nauwelaers, "Waveforms-only based nonlinear de-embedding in active devices," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 22, no. 4, pp. 215–217, Apr. 2012.
- [26] A. Santarelli, V. di Giacomo, A. Raffo, F. Filicori, G. Vannini, R. Aubry, and C. Gacquière, "Nonquasi-static large-signal model of GaN FETs through an equivalent voltage approach," *Int. J. RF Microwave Comput.-Aided Eng.*, vol. 18, no. 6, pp. 507–516, Nov. 2008.
- [27] S. Nsele, L. Escotte, J. Tartarin, S. Piotrowicz, and S. Delage, "Broadband frequency dispersion small-signal modeling of the output conductance and transconductance in AlInN/GaN HEMTs," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 60, no. 4, pp. 1372–1378, Apr. 2013.
- [28] J. Cressler, "SiGe HBT technology: A new contender for Si-based RF," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 46, no. 5, pp. 572–589, May 1998.
- [29] A. El-Rafei, A. Saleh, R. Sommet, J. Nebus, and R. Quéré, "Experimental characterization and modeling of the thermal behavior of SiGe HBTs," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 59, no. 7, pp. 1921–1927, July 2012.
- [30] A. Xiong, R. Sommet, O. Jardel, T. Gasseling, A. L. de Souza, R. Quéré, and S. Rochette, "An electrothermal model of high power hbts for high efficiency L/S band amplifiers," in *Proc. European Microwave Integrated Circuit Conf.*, Amsterdam, The Netherlands, 2008, pp. 318–321.
- [31] D. G. Cahill, "Thermal conductivity measurement from 30 to 750 k: The 3w method," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 61, no. 2, pp. 802–808, 1990.
- [32] C. Mion, Y. C. Chang, J. F. Muth, P. Rajagopal, and J. D. Brown, "Thermal conductivity of GaN grown on silicon substrates," in *Proc. Materials Research Society*, 2003, vol. 798, pp. 381–386.
- [33] N. O. Birge and S. Nagel, "Wide-frequency specific heat spectrometer," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 58, no. 8, pp. 1464–1470, Aug. 1987.
- [34] C. Camacho-Peñalosa and C. Aitchison, "Modelling frequency dependence of output impedance of a microwave MESFET at low frequencies," *Electron. Lett.*, vol. 21, no. 12, pp. 528–529, June 1985.

- [35] P. Canfield, "Modeling of frequency and temperature effects in GaAs MESFETs," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 25, no. 1, pp. 299– 306, Feb. 1990.
- [36] R. Vetury, N. Zhang, S. Keller, and U. K. Mishra, "The impact of surface states on the dc and RF characteristics of AlGaN/GaN HFETs," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 48, no. 3, pp. 560–566, Mar. 2001.
- [37] K. Kunihiro and Y. Ohno, "A large-signal equivalent circuit model for substrate induced drain-lag phenomena in HJFET's," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 43, no. 9, pp. 1336–1342, Sept. 1996.
- [38] R. I. Leoni, M. Shirokov, J. Bao, and J. Hwang, "A phenomenologically based transient SPICE model for digitally modulated RF performance characteristics of GaAs MESFETs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 6, pp. 1180–1186, June 2001.
- [39] A. Santarelli and V. di Giacomo, "Empirical modeling of GaN FETs for nonlinear microwave circuit applications," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Anaheim, CA, 2010, pp. 1198–1201.
- [40] P. Roblin, D. Root, J. Verspecht, Y. Ko, and J.-P. Teyssier, "New trends for the nonlinear measurement and modeling of high-power RF transistors and amplifiers with memory effects," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 60, no. 6, pp. 1964–1978, June 2012.
- [41] J. Pedro, P. Cabral, T. Cunha, and P. Lavrador, "A multiple timescale power amplifier behavioral model for linearity and efficiency calculations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 61, no. 1, pp. 606–615, 2013.
- [42] J. G. Rathmell and A. E. Parker, "Circuit implementation of a theoretical model of traps center in GaAs and GaN devices," in *Proc. SPIE 6798, Microelectronics: Design, Technology, Packaging III, 67980R*, Dec. 21, 2007, pp. 67980R-1–67980R-11.
- [43] A. Parker and J. Rathmell, "Electrothermal gate and channel breakdown model for prediction of power," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Boston, MA, 2009, pp. 881–884.
- [44] S. Albahrani, J. Rathmell, and A. Parker, "Characterizing drain current dispersion in GaN HEMTs with a new trap," in *Proc. European Microwave Conf.*, Rome, Italy, 2009, pp. 339–342.
- [45] J. Rathmell and A. Parker, "Contribution of self heating to intermodulation in FETs," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Fort Worth, TX, 2004, pp. 803–806.
- [46] A. Santarelli, V. di Giacomo, R. Cignani, S. D'Angelo, D. Niessen, and F. Filicori, "Nonlinear thermal resistance characterization for compact electrothermal GaN HEMT modelling," in *Proc. European Microwave Integrated Circuits Conf.*, Paris, France, 2010, pp. 82–85.
- [47] C. Florian, A. Santarelli, R. Cignani, and F. Filicori, "Characterization of the nonlinear thermal resistance and pulsed thermal dynamic behavior of AlGaN–GaN HEMTs on SiC," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 61, no. 5, pp. 1879–1891, 2013.
- [48] G. Crupi, A. Raffo, D. Schreurs, G. Avolio, V. Vadala, S. di Falco, A. Caddemi, and G. Vannini, "GaN HEMT large-signal model accounting for both low-frequency dispersion and high-frequency non-quasi-static effects," in *Proc. 10th Int. Conf. Telecommunication Modern Satellite Cable Broadcasting Services*, Nis, Serbia, 2011, pp. 234–237.
- [49] G. Avolio, A. Raffo, D. Schreurs, V. Vadala, S. di Falco, A. Lorenz, W. de Raedt, B. Nauwelaers, and G. Vannini, "Experimental investigation of LF dispersion and IMD asymmetry within GaN based HEMT technology," in *Proc. Workshop Integrated Nonlinear Microwave Millimeter-Wave Circuits*, 2010, pp. 24–27.
- [50] O. Jardel, F. de Groote, T. Reveyrand, J.-C. Jacquet, C. Charbonniaud, J.-P. Teyssier, D. Floriot, and R. Quéré, "An electrothermal model for AlGaN/GaN power HEMTs including trapping effects to improve large signal simulation results on high VSWR," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 59, no. 12, pp. 2660–2669, Dec. 2007.
- [51] S. C. Cripps, Advanced Design Techniques in RF Power Amplifier Design. Norwood, MA: Artech House, 2002.
- [52] R. Quéré, R. Sommet, P. Bouysse, T. Reveyrand, D. Barataud, J.-P. Teyssier, and J. Nébus, "Low frequency parasitic effects in RF transistors and their impact on power amplifier performances," in *Proc. IEEE 13th Annu. Wireless Microwave Technology Conf.*, Cocoa Beach, FL, 2012, pp. 1–5.
- [53] O. Jardel, S. Laurent, T. Reveyrand, R. Quéré, P. Nakkala, A. Martin, S. Piotrowicz, M. Campovecchio, and S. Delage, "Modeling of trap induced dispersion of large signal dynamic characteristics of GaN HEMTS," in *Proc. IEEE MTT Int. Microwave Symp.*, Seattle, WA, 2013, pp. 1–4.

XX.

3.6 Identification of GaN Buffer Traps in Microwave Power AlGaN/GaN HEMTs Through Low Frequency S-Parameters Measurements and TCAD-Based Physical Device Simulations[85]

Le sixième article quant à lui revient sur la modélisation physique des HEMTS GaN. En effet, nous montrons dans cet article la corrélation entre la mesure de la **dispersion du paramètre Y22 basse fréquence et la présence de pièges de type accepteur dans le buffer du transistor**. C'est une réelle avancée dans la compréhension d'un des mécanismes de piégeage dans le transistor GaN. Received 17 December 2016; revised 6 February 2017; accepted 14 February 2017. Date of publication 20 March 2017; date of current version 24 April 2017. The review of this paper was arranged by Editor C. Surya.

Digital Object Identifier 10.1109/JEDS.2017.2672685

Identification of GaN Buffer Traps in Microwave Power AlGaN/GaN HEMTs Through Low Frequency S-Parameters Measurements and TCAD-Based Physical Device Simulations

NANDHA KUMAR SUBRAMANI, JULIEN COUVIDAT, AHMAD AL HAJJAR, JEAN-CHRISTOPHE NALLATAMBY, RAPHAEL SOMMET, AND RAYMOND QUÉRÉ (Fellow, IEEE)

University of Limoges, CNRS, XLIM, UMR 7252, F-19100 Brive, France CORRESPONDING AUTHOR: N. K. SUBRAMANI (e-mail: nandhakumar2005@gmail.com) This work was supported by DEFIS-RF Project, France, under Contract ANR 13-CHN-0003.

ABSTRACT In this paper, the type, activation energy (E_a) and cross section (σ_n) of the GaN buffer traps existing in the AlGaN/GaN high-electron mobility transistors are investigated through low frequency (LF) S-parameters measurements. Furthermore, we present the 2-D physics based TCAD numerical simulation analysis of this device. The dc simulation results are calibrated to match with the experimentally measured I-V characteristics and this allows to qualitatively estimate the concentration of traps (N_T) present in the GaN buffer. Knowing the measured trap energy level and the estimated trap concentration N_T , TCAD physical simulations are performed at various temperatures in order to extract the LF- Y_{22} admittance parameter. Interestingly, the LF- Y_{22} simulation results are found to be in good agreement with the measurements and this result strongly suggests that LF admittance dispersion is an effective tool in identifying the traps present in the GaN buffer. Moreover, this paper reveals that acceptor-like traps with an apparent concentration of 5.0×10^{16} cm⁻³ and with the apparent trap energy level of 0.4 eV below the conduction band are located in the GaN buffer.

INDEX TERMS Gallium-nitride (GaN), high electron mobility transistor (HEMT), buffer traps, TCAD simulation, low frequency S-parameters.

I. INTRODUCTION

In recent years, GaN material receives significant attention due to its superior material properties [1], [2] such as wide bandgap, high electron mobility, high saturation velocity and high breakdown electric field. Moreover, there has been tremendous development focused on the growth of GaN high electron mobility transistor (HEMT) device technology including improving the material quality of epitaxial [3] and passivation layers [2], selecting the appropriate substrate materials [3], [4] implementing the field plates [2], [5] and ultra-short gate lengths [6], [7] and optimizing the AlGaN barrier thickness [6]. All these technological improvements enabled GaN HEMT technology as a disruptive technology for high-power microwave and mm-wave applications [8]. Furthermore, GaN HEMT device is capable of delivering high breakdown voltage, high switching speed and low on-resistance (R_{ON}) , which makes it ideal for power switching applications [9].

Although GaN HEMT devices have demonstrated their superior performance [3], [6], the presence of deep levels in the structure degrades the dynamic device performance [10] Indeed, the density of two-dimensional electron gas (2DEG) at the heterostructure interface is altered due to the capture of electrons by the deep levels either present at the surface, or barrier or buffer layer [10]. Moreover, these traps are slow in nature and thus undermines the device reliability [11], [12]. Several types of trapping effects have been reported in [9]–[11]. However, the origin and properties of these traps remain unclear. Trapping effects causes current collapse – a recoverable reduction in drain current after the application of high biasing voltage, transconductance-frequency dispersion, gate lag, drain lag, and restricted microwave output

power [9]. Several studies have also demonstrated that the presence of Fe-doped GaN buffer causes enhanced current collapse mechanism [13] and thereby deviates from expected microwave performance. Therefore, the analysis of traps and identifying the ways to minimize the trapping effects is an active research area to explore. There are various measurement techniques [9]–[16], such as deep level transient spectroscopy (DLTS), gate and drain lag transients, high-voltage transient CV, frequency dependent transconductance dispersion and low frequency noise (LFN) measurements are available to investigate the trapping behavior of the GaN HEMT devices.

In this work, traps in the buffer region of a GaN/AlGaN/GaN HEMT transistor grown on SiC substrate have been characterized using low frequency S-parameters measurements [17]. These measurements allow us to determine the activation energy E_a and the cross section σ_n of the traps existing in the GaN buffer. Furthermore, we also present the TCAD physics based DC and LF- Y_{22} simulation results to validate our measurement technique. Our simulation results strongly suggests that LF output admittance measurement technique could be an efficient tool for identifying the traps in the buffer region of GaN HEMT devices. Furthermore, our simulation results insist that traps in the AlGaN barrier cannot be identified using the aforementioned technique. The paper is organized as follows. Section II briefly describes the HEMT device under test and it also discusses the extraction of trap parameters from LF measurements. In Section III, we present results obtained using LF S-parameters measurements. Furthermore, we also describe the physics-based TCAD numerical device simulation approach of GaN/AlGaN/GaN HEMT device and discusses the obtained DC and LF admittance simulation results. Finally, Section IV concludes the paper.

II. TRAP CHARACTERIZATION METHODOLOGY

The GaN/AlGaN/GaN HEMTs were grown by metal-organic chemical vapor deposition (MOCVD) on a SiC substrate. The fabricated transistor has a gate length (L_G) of 0.25 μ m and a width, W_G of 600 μ m (eight fingers, n = 8), whereas the nominal gate-source (L_{SG}) and gate-drain (L_{GD}) spacings are 0.8 and 2.7 μ m, respectively. A field-plate is placed from middle of the gate electrode and extends a distance L_{FP} (field-plate length) of 1 μ m towards the drain electrode.

On-wafer pulsed-IV measurements have been carried out by using an AMCAD BILT pulsed IV system. The gate and drain terminals are pulsed at $V_{GSQ} = V_{DSQ} = 0$ V. The measured pulsed I-V characteristics are used to calibrate the TCAD physical simulation model. The corresponding measurement results are presented along with the simulation results in the next section. The low frequency S-parameters measurements in the frequency range of 10 Hz to 10 MHz have been carried out using an Agilent E5061B network analyzer for various thermal chuck (T_{chuck}) between 25°C and 100°C. More details on the measurement configuration used for this work is given in [18]. A standard SOLT method is used to calibrate the network analyzer.

The measured LF S-parameters are converted into their equivalent Y-parameters. The traps in the GaN buffer cause the frequency dispersion in the measured device output admittance Y_{22} parameter. The corresponding emission time (τ_n) of the traps can be calculated from the peak value of imaginary part of the Y_{22} parameter by using (1) [17]:

$$f_{I,peak} = f_{\text{Im}\,ag[Y_{22}]} = \frac{1}{2\pi\,\tau_n} \tag{1}$$

As the temperature increases, the electron emission rate increases, hence the emission time constant decreases which causes the peak value of Y_{22} parameter shift towards higher frequencies. Therefore, the activation energy (E_a) and cross section (σ_n) of the traps can be determined using the Arrhenius equation (2) [17]:

$$\frac{e_n}{T^2} = \frac{\sigma_n \cdot A_n}{g} \exp\left(-\frac{E_a}{k \cdot T}\right)$$
(2)

with

$$A_n = \frac{N_C \cdot V_{th}}{T^2}$$
 and $e_n = \frac{1}{\tau_n}$

where, e_n is the trap emission rate, T is the temperature, σ_n is the capture cross section of traps, N_C is the effective density of states of electrons in the conduction band, V_{th} is the thermal velocity of electrons, g is the degeneracy factor (g = 1), E_a is the trap activation energy and k is the Boltzmann constant.

The emission time constant is calculated at each measurement temperature using (1). Then, by using the Arrhenius equation, the plot of $ln (\tau_n T^2)$ versus 1/kT yields the straight line, whose slope and intercept determine the apparent activation energy and cross section of the traps existing in the GaN buffer.

III. RESULTS AND DISCUSSIONS A. EXPERIMENTAL

Fig. 1(a) shows the imaginary part of the Y_{22} parameter extracted using LF S-parameter measurements for the frequency range of 100 Hz to 10 MHz and for the bias conditions of $V_{DS} = 30$ V and $I_D = 57$ mA (deep class AB operation). This operation mode is selected since it is being widely preferred nowadays for designing RFPA. The emission time constant is calculated as a function of temperature from the peak value of imaginary part of Y_{22} using (1). Fig. 1(b) shows the Arrhenius plot of traps extracted using LF measurements. The apparent activation energy and cross section of the traps determined are 0.4 eV and 1.89×10^{-16} cm², respectively. Therefore, these results confirm that traps exist in GaN buffer with an apparent activation energy of 0.4 eV below the conduction band. The physical origin of this traps could be related to iron doping present in the GaN buffer.



FIGURE 1. (a) Imaginary part of the measured Y_{22} -parameter vs. frequency for the T_{chuck} ranges between 25°C and 100°C. Bias conditions: $V_{DS} = 30$ V and $I_D = 57$ mA. (b) Extracted Arrhenius plot using Y_{22} -parameter.

TABLE 1. Summary of the material parameters used in simulations.

Material property	Units	GaN	AlGaN
Electron Mobility	$cm^2/V.s$	1200	300
Bandgap	eV	3.50	4.39
Relative permittivity	-	8.9	8.8
Electron affinity	eV	4.0	3.41
Electron saturation velocity	cm/s	2.5×10^{7}	1.1×10^{7}
Effective conduction band	cm ⁻³	2.23×10^{18}	2.71×10^{18}
density of states			
Effective valence band	cm ⁻³	2.51×10^{19}	2.06×10^{19}
density of states			

B. TCAD PHYSICAL SIMULATION

Two-dimensional physical simulations have been carried out using the commercially available TCAD Sentaurus software from Synopsys Inc. Poisson's equation, and continuity equations for both electrons and holes, and the drift-diffusion (DD) model transport equations are solved self-consistently. The cross section of the structure used for the simulation is shown in Fig. 2 (a). More experimental details on the thickness of each layers of the device cannot



FIGURE 2. (a) Cross-sectional structure of the simulated GaN/AlGaN/GaN HEMT on SiC substrate. (b) Polarization charges defined in the physical simulation.

be given due to confidential reasons. The presence of spontaneous and piezoelectric polarization charges induces the electric field in the device structure and this contributes to the formation of 2DEG density at the AlGaN/GaN heterostructure interface, even without the requirements for any intentional AlGaN barrier doping [19]. In absence of any external electric fields, the polarization charges formed are of course, equal in magnitude and opposite in sign to maintain the overall charge neutrality of the device [20]. The polarization charges used in the simulation have been calculated based on the theoretical method given in [19]. Fig. 2(b) shows the polarization charges used at each material interface in the physical simulator. The values of σ_1 and σ_2 are $\pm 1.23 \times 10^{13}$ cm⁻² and -2.0×10^{12} cm⁻², respectively. Moreover, the surface donors are introduced at the GaN/SiN interface in order to form the 2DEG in the channel. Donor-like traps (σ_D^+) with a density of 1.0 \times 10¹³ cm^{-2} and a specified energy level of 0.2 eV below the conduction band are defined. Iron doping (Fe-doped) are introduced in the GaN buffer with a constant concentration of 3.0×10^{16} cm^{-3.} In addition, we consider acceptor-like traps in the GaN buffer whose trap energy is placed at 0.4 eV below the conduction band and the assumed trap concentration is 5.0 \times 10¹⁶ cm⁻³. Electron (σ_n) and hole (σ_p) capture cross sections of GaN buffer traps are assumed to be 3.2×10^{-18} and 1.0×10^{-20} cm², respectively. For the simulation, constant mobility and field dependent mobility models are included for electrons and holes and Shockley-Read-Hall recombination model is used for carrier generation and recombination. The summary of the material parameters used in our simulations are listed in Table 1.

C. COMPARISON: IDENTIFICATION OF GAN BUFFER TRAPS

The simulation model is calibrated to match with the experimentally measured I-V characteristics. Further details about calibrating the TCAD physical models can be in found in [18]. Fig. 3(a) and 3(b) show the simulated and measured transfer and output characteristics of the device at $T_{chuck} = 25^{\circ}$ C. Fig. 3(c) shows the comparison of the simulated and measured I_D -V_{DS} characteristics at $V_{GS} = 0$ V



FIGURE 3. Comparison of the simulated (solid lines) and measured (symbols) I-V characteristics. (a) Transfer characteristics at $V_{DS} = 5$ V and $T_{chuck} = 25^{\circ}$ C. (b) Output characteristics for varying V_{GS} between 0 V and -4 V in steps of 0.5 V and at $T_{chuck} = 25^{\circ}$ C. (c) Output characteristics for T_{chuck} varying between 25°C and 125°C and at $V_{GS} = 0$ V.

and for varying T_{chuck} between 25°C and 125°C. The good agreement between the simulation results and the measured data confirms the validity of the TCAD simulation model calibration.

Using the calibrated TCAD simulation model, LF admittance parameters simulation has been carried out at bias conditions of $V_{DS} = 30$ V and $I_D = 57$ mA. The selfheating effect of the device has been taken into account



FIGURE 4. Imaginary part of the simulated (lines) and measured (symbols) Y_{22} -parameter vs. frequency for $T_{chuck} = 25^{\circ}$ C and for different electron cross section parameters (σ_n). Bias conditions: $V_{DS} = 30$ V and $I_D = 57$ mA.



FIGURE 5. (a) Imaginary part of the simulated (lines) and measured (symbols) Y_{22} -parameter vs. frequency for the T_{chuck} ranges between 25°C and 100°C. Bias conditions: $V_{DS} = 30$ V and $I_D = 57$ mA. (b) Extracted Arrhenius plot using the simulated Y_{22} -parameter.

by extracting the thermal resistance (R_{TH}) of the device using the method described in [21]. The extracted R_{TH} of the device is 20.42°C/W. Thus, by knowing the R_{TH} value,



FIGURE 6. TCAD simulation results of AlGaN/GaN HEMT under off-state stress conditions ($V_{DS} = 50$ V and $V_{GS} = -4$ V). (a) Electric field profile (b) Ionized acceptor traps density profile (c) Ionized trap density distribution through the GaN buffer layer (d) Electron distribution through the GaN buffer layer for zero bias ($V_{DS} = V_{GS} = 0$ V) and different gate bias conditions.

the T_{chuck} and the power dissipation (P_{diss}), the junction temperature (T_j) has been estimated for different T_{chuck} and are used in simulations. Fig. 4 shows the simulated Y_{22}

parameter for different electron cross section parameters (σ_n) and for $T_{chuck} = 25^{\circ}$ C. The σ_n value of 3.2×10^{-18} cm² yields an excellent match between the measured and simulated Y_{22} parameters over the temperature range of 25°C to 125°C. Therefore, this particular value of σ_n is used in all our TCAD physical simulations. Fig. 5 (a) shows the comparison of the simulated and measured imaginary part of the Y_{22} parameter for the frequency range of 10 Hz to 10 MHz and for various T_{chuck} . A good agreement obtained between the TCAD simulations and measurements confirms the presence of acceptor-like traps in the GaN buffer of the device. To the best of our knowledge, this is the first time that such a comparison between the simulated and measured Y_{22} parameter has been reported for the GaN HEMT device technology. Fig. 5(b) shows the Arrhenius plot extracted using the simulated Y_{22} parameter. The extracted trap energy level is 0.4 eV which corresponds to the acceptor trap energy level value introduced in the physical simulation.

The device is biased into off-state stress conditions $(V_{DS} = 50 \text{ V} \text{ and } V_{GS} = -4 \text{ V}, \text{ below pinch-off})$ in order to analyze the electric field profile in the device. The electric field obtained from the TCAD simulation is shown in Fig. 6(a). Two peaks are observed, i.e., one at the drain side edge of gate terminal and the other at the field-plate edge in gate-drain spacing region. Moreover, the electric field below the field-plate edge is higher than under the drain side gate edge [15]. The corresponding ionized trap charge density profile is shown in Fig. 6 (b). It can be observed that maximum trapping (Fig. 6 (b) and (c)) occurs below the field-plate edge where the electric field is maximum. Furthermore, these ionized acceptor traps depletes the 2DEG in the channel. The corresponding simulated electron density in the channel region for different device biases is shown in Fig. 6 (d). It could be concluded that trapping occurs both under the drain side of gate edge and field-plate edge.

D. IDENTIFICATION OF AÍGaN BARRIER TRAPS

Fig. 7 (a) shows the imaginary part of the simulated Y_{22} parameter when both the acceptor-like and donor-like traps are introduced in the AlGaN barrier. Acceptor-like traps are placed at 0.6 eV below the conduction band whereas donorlike traps are placed at 0.3 eV below the conduction band. The assumed trap concentration (N_T) is 1×10^{16} cm⁻³ and the electron and hole cross sections are assumed to be $\sigma_n =$ 1×10^{-18} cm² and $\sigma_p = 1 \times 10^{-20}$ cm², respectively. The traps introduced in the AlGaN barrier does not cause any dispersion in the simulated Y_{22} parameter. Moreover, when the traps are introduced in both the AlGaN barrier (both acceptor and donor-like traps) and GaN buffer ($N_T = 5 \times$ 10^{16} cm⁻³, $E_{TA} = 0.4$ eV), dispersion occurs in the simulated admittance parameter (Fig. 7 (b)) and the activation energy value extracted from the Arrhenius plot (Fig. 7 (c)) corresponds to the trap energy level value used in the GaN buffer. This result demonstrates that AlGaN barrier traps cannot be identified using this method. However, traps in


FIGURE 7. Imaginary part of the simulated Y_{22} -parameter vs. frequency for different T_{chuck} . (a) Traps in the AlGaN barrier. (b) Traps in both AlGaN barrier and GaN buffer. (c) Extracted Arrhenius plot using simulated Y_{22} -parameter. (d) Simulated gate-lag transient characteristics with acceptor and donor-like traps in the AlGaN barrier.

the AlGaN barrier can be identified via different measurement techniques such as gate/drain lag transients. Fig. 7 (d) shows the simulated transient characteristics of the device when the gate is pulsed from -10 V to -3 V and the drain voltage is fixed at 15 V. Donor-like traps are introduced in the AlGaN barrier at the specified energy level of 0.3 eV below the conduction band. Similarly, acceptor-like traps are placed at the bottom region of AlGaN barrier which is close to the GaN channel. Traps energy level (E_{TA}) is considered as a varying parameter to study the influence of energy level of traps on transient characteristics. It can be clear from the Fig. 7 (d) that the traps introduced in the AlGaN barrier capture electrons from the channel and therefore, the drain current remains at a lower value for some period until the traps start to re-emit the captured electrons. Moreover, deeper the energy level of acceptor-like traps, more the possibility of ionization of acceptors, larger the time required to reach the steady state drain current. Furthermore, the donor-like traps has less influence (verified using several simulations) on the simulated transient characteristics as they are located away from the channel. This result suggests that traps in the AlGaN barrier can be identified using gate-lag measurements.

IV. CONCLUSION

In this work, we have extracted the activation energy and cross section of traps present in the GaN buffer of the GaN/AlGaN/GaN HEMT device using LF S-parameter measurements. Moreover, we have also presented the TCAD physical simulation results for this device. The TCAD physical simulation model has been calibrated and then, LF admittance simulations have been performed. A good agreement has been achieved between the simulated and measured Y_{22} parameter. This strongly suggests that LF admittance measurement is an effective tool for characterizing GaN buffer traps. Furthermore, our simulation results reveal that traps in the AlGaN barrier can be identified using gate/drain lag transient measurements. Therefore, the simulation results presented here establish a correlation with measurements in order to identify the location of traps and this could provide an efficient feedback for further improving the GaN HEMT technology and its respective RF performance.

REFERENCES

- U. K. Mishra, L. Shen, T. E. Kazior, and Y.-F. Wu, "GaN-based RF power devices and amplifiers," *Proc. IEEE*, vol. 96, no. 2, pp. 287–305, Feb. 2008.
- [2] R. S. Pengelly, S. M. Wood, J. W. Milligan, S. T. Sheppard, and W. L. Pribble, "A review of GaN on SiC high electron-mobility power transistors and MMICs," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 60, no. 6, pp. 1764–1783, Jun. 2012.
- [3] B. Lu and T. Palacios, "High breakdown (>1500 V) AlGaN/GaN HEMTs by substrate-transfer technology," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 31, no. 9, pp. 951–953, Sep. 2010.
- [4] J. G. Felbinger et al., "Comparison of GaN HEMTs on diamond and SiC substrates," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 28, no. 11, pp. 948–950, Nov. 2007.
- [5] Y.-F. Wu, M. Moore, A. Saxler, T. Wisleder, and P. Parikh, "40-W/mm double field-plated GaN HEMTs," in *Proc. 64th Device Res. Conf.*, State College, PA, USA, 2006, pp. 151–152.
 [6] J. W. Chung, W. E. Hoke, E. M. Chumbes, and T. Palacios,
- [6] J. W. Chung, W. E. Hoke, E. M. Chumbes, and T. Palacios, "AlGaN/GaN HEMT with 300-GHz *f_{max}*," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 31, no. 3, pp. 195–197, Mar. 2010.
 [7] Y. Tang *et al.*, "Ultrahigh-speed GaN high-electron-mobility transistors
- [7] Y. Tang et al., "Ultrahigh-speed GaN high-electron-mobility transistors with f_T/f_{max} of 454/444 GHz," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 36, no. 6, pp. 549–551, Jun. 2015.

- [8] J. S. Moon *et al.*, "Gate-recessed AlGaN-GaN HEMTs for highperformance millimeter-wave applications," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 26, no. 6, pp. 348–350, Jun. 2005.
- [9] D. Jin and J. A. del Alamo, "Methodology for the study of dynamic ON-resistance in high-voltage GaN field-effect transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 60, no. 10, pp. 3190–3196, Oct. 2013.
- [10] J. Yang *et al.*, "Electron tunneling spectroscopy study of electrically active traps in AlGaN/GaN high electron mobility transistors," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 103, no. 22, 2013, Art. no. 223507.
- [11] J. Joh and J. A. del Alamo, "A current-transient methodology for trap analysis for GaN high electron mobility transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 58, no. 1, pp. 132–140, Jan. 2011.
- [12] G. Meneghesso *et al.*, "Reliability issues of gallium nitride high electron mobility transistors," *Int. J. Microw. Wireless Technol.*, vol. 2, no. 1, pp. 39–50, Feb. 2010.
- [13] M. Silvestri, M. J. Uren, and M. Kuball, "Iron-induced deep-level acceptor center in GaN/AlGaN high electron mobility transistors: Energy level and cross section," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 102, no. 7, 2013, Art. no. 073501.
- [14] J.-C. Nallatamby et al., "A microwave modeling oxymoron?: Lowfrequency measurements for microwave device modeling," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 15, no. 4, pp. 92–107, Jun. 2014.
- [15] W.-C. Liao, J.-I. Chyi, and Y.-M. Hsin, "Trap-profile extraction using high-voltage capacitance–voltage measurement in AlGaN/GaN heterostructure field-effect transistors with field plates," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 62, no. 3, pp. 835–839, Mar. 2015.
- [16] J. Hu, S. Stoffels, S. Lenci, G. Groeseneken, and S. Decoutere, "On the identification of buffer trapping for bias-dependent dynamic R_{ON} of AlGaN/GaN Schottky barrier diode with AlGaN:C back barrier," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 37, no. 3, pp. 310–313, Mar. 2016.
- [17] C. Potier *et al.*, "Highlighting trapping phenomena in microwave GaN HEMTs by low-frequency S-parameters," *Int. J. Microw. Wireless Technol.*, vol. 7, nos. 3–4, pp. 287–296, Jun. 2015.
- [18] N. K. Subramani et al., "Characterization of parasitic resistances of AlN/GaN/AlGaN HEMTs through TCAD-based device simulations and on-wafer measurements," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 64, no. 5, pp. 1351–1358, May 2016.
- [19] O. Ambacher *et al.*, "Two-dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization charges in N-and Ga-face AlGaN/GaN heterostructures," *J. Appl. Phys.*, vol. 85, no. 6, pp. 3222–3233, 1999.
- [20] W. D. Hu *et al.*, "Self-heating simulation of GaN-based metaloxide-semiconductor high-electron-mobility transistors including hot electron and quantum effects," *J. Appl. Phys.*, vol. 100, no. 7, Oct. 2006, Art. no. 074501.
- [21] A. K. Sahoo et al., "Thermal analysis of AlN/GaN/AlGaN HEMTs grown on Si and SiC substrate through TCAD simulations and measurements," in Proc. EUMW, London, U.K., Oct. 2016, pp. 145–148.



JULIEN COUVIDAT received the master's degree in electronic engineering from the University of Bordeaux, Bordeaux, France, in 2015. He is currently pursuing the Ph.D. degree with a joint doctoral degree programme between XLIM Laboratory, University of Limoges, France, and the IMS Laboratory, University of Bordeaux.

His research interests include GaN microwave power devices characterization and high power amplifiers architectures for airborne systems.





His current research interests include low frequency characterization of noise in a semiconductor, microwave characterization, and modeling of power devices, particularly GaN-based HEMTs and heterojunction bipolar transistors.



JEAN-CHRISTOPHE NALLATAMBY received the Ph.D. degree in electronics from the University of Limoges, Limoges, France, in 1992, where he is currently a Professor. His current research focuses on the microwave, low frequency noise characterization and modeling of high speed semiconductor devices, characterization of charge-trapping effects in GaN HEMTs, and understanding its physical behaviour using TCAD based device simulation.



RAPHAEL SOMMET received the French aggregation degree in applied physics in 1991 and the Ph.D. degree from the University of Limoges, Limoges, France, in 1997. Since 1997, he has been a Permanent Researcher with the CNRS (French National Research Center), XLIM Laboratory, C²S² Team "Nonlinear Microwave Circuits and Subsystems." His research interests concern physics-based device simulation, 3-D thermal finite element simulation, thermal measurements and modeling, model order reduction, ation and generally the coupling of all physics-

microwave circuit simulation, and generally the coupling of all physicsbased simulation with circuit simulation.



NANDHA KUMAR SUBRAMANI received the M.E. degree in VLSI design from the College of Engineering Guindy, Anna University, Chennai, India, in 2012, and the M.Phil. degree in electronic and electrical engineering from the University of Sheffield, Sheffield, U.K., in 2015. He is currently pursuing the Ph.D. degree in RF and microwave characterization with the XLIM Laboratory, University of Limoges, France.

His current research interests include microwave characterization and modeling, physics-based device simulation and analytical modeling of GaN HEMTs.



RAYMOND QUÉRÉ (F'09) received the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Limoges, Limoges, France, in 1989, where he was appointed as a Full Professor in 1992. From 1998 to 2013, he led the Department of High Frequency Devices, Circuits, Signals and Systems, XLIM Laboratory, CNRS, University of Limoges, where he has been the Deputy Director of the XLIM Laboratory since 2013. His research interests include modeling and design of nonlinear circuits for telecommunications and radar systems.

He has authored or co-authored over 300 publications in international journals, international, and national conferences. He was appointed as a General Chairman of the European Microwave Week in 2005. He is the holder of the Chair "Design of future integrated smart RF transceivers (DEFIS-RF)" funded by Thales Alenia Space, Thales Corporation and the French Research Agency.

Projets et perspectives

« A la source de toute connaissance, il y a une idée, une pensée, puis l'expérience vient confirmer l'idée. »"

(Claude Bernard)

Chapitre 4

Projets et perspectives de recherche

4.1 Les enjeux de demain?

« Les objets connectés gagnent en popularité, avec des usages et des attentes portés par une mobilité de plus en plus importante et une connectivité quasi permanente. Pour les nouvelles générations, le smartphone constitue d'ailleurs le premier écran (et parfois le seul). Un hub numérique qui sera au cœur des nouvelles utilisations des objets connectés. A partir de ces nouveaux usages portés par le grand public, on peut imaginer un futur espace de travail :

Un espace où le smartphone aura remplacé la carte d'accès aux bureaux. Des bureaux où les salles de réunion seront capables de prendre des réservations avec une commande vocale et d'optimiser leur taux de réservation. Des locaux, usines ou entrepôts où la qualité de l'air, la température et l'humidité seront automatiquement ajustées selon les contraintes environnementales (et les préférences personnelles des salariés pour les bureaux individuels). Des chaises de bureaux qui détecteront la sédentarité trop importante des salariés assis. Des poubelles connectées qui seront vidées au meilleur moment et des toilettes qui avertiront l'équipe de nettoyage après un certain nombre de passages pour rationaliser l'entretien du bâtiment. Des parkings intelligents qui vous indiqueront en avance à quelle place vous garer. Des salles de conférence équipées pour des meetings ou des événements en réalité virtuelle. Autant d'innovations qui vont peu à peu construire l'entreprise de demain. » https://www.sfrbusiness.fr/room/internet-des-objets/ tendances-iot-entreprise-de-demain.html

Non, ce n'est pas un extrait du dernier roman de science-fiction à la mode mais une description peut être encore un peu futuriste sur ce que sera le monde de demain.

Afin de répondre à ces enjeux qui peuvent paraître futiles pour certains et à beaucoup d'autres comme l'imagerie pour des applications médicales ou de sécurité défense, la surveillance des pollutions atmosphériques, les avions sans pilote,

les véhicules sans conducteur, ... l'électronique d'aujourd'hui devra encore augmenter ses fonctionnalités, améliorer ses performances, accroître son intégration, ne consommer que très peu et surtout ne pas couter cher.

L'obtention de telles performances passent par une montée en fréquences des dispositifs et donc une augmentation des densités de puissance dues à une haute intégration. Il m'apparait donc fondamental aujourd'hui pour rester dans l'innovation et travailler sur les composants de demain de :

- s'orienter vers les composants térahertz (augmentation des débits, imagerie plus précise,...)
- de développer des méthodes thermiques pour caractériser et améliorer l'efficacité énergétique des circuits
- de développer la simulation physique et multiphysiques pour comprendre et créer de nouvelles ruptures technologiques
- développer une électronique à même de combiner le meilleur de plusieurs technologies pour produire rapidement des circuits performants et pas chers.

C'est à partir de ces diverses constatations que j'ai choisi d'orienter mes recherches et de proposer les divers projets développés ci-dessous. Je vais m'appuyer pour ce faire sur des projets déjà en place à court terme afin de développer mes perspectives mais je proposerai également des projets à plus long terme.

Concernant tout d'abord les défis techniques liés aux aspects thermiques aujourd'hui, ils concernent essentiellement les composants de puissance de type HEMT GaN mais également les aspects de packaging et l'électronique 3D dans laquelle ils seront insérés demain. La problématique est multiple :

- De par leur fabrication, ils comportent de nombreux matériaux et alliages très variés, GaN, AlGaN, Si, SiC, métal, ...perovskites
- Les longueurs de grilles de plus en plus courtes, les nombres de doigts parfois très élevés, on peut avoir à travailler sur des barrettes
- une dimension verticale du canal de quelques nanomètres qui induit des effets de la géométrie sur les paramètres physiques, les équations physiques à mettre en oeuvre (limite de la loi de Fourier), …

- une zone de dissipation de plus en plus petite et enterrée
- des désaccords de mailles qui créent localement entre des couches des discontinuités de température (résistances de contact)

— ...

Le contenu de ces projets sera développé dans la section 4.2. Il s'agit à la fois de développements permettant d'apporter une solution d'un point de vue industriel pour les composants ou circuits de demain, mais également des perspectives nécessitant plus de temps de mise en oeuvre afin de comprendre les phénomènes physiques mis en jeu.

Concernant les défis techniques liés aux aspects électriques liés à la montée en fréquence et en puissance, les nouveaux matériaux employés révèlent de nombreux effets parasites qui, s'ils doivent être subis ou peuvent être corrigés, doivent de toute façon être minimisés et compris :

- effet tunnel classique ou assisté
- effet de pièges
- effet de grille courte
- effet de peau des contacts lorsque l'on monte jusqu'aux THz
- ...

Les outils de simulation semiconducteurs sont très intéressants dans le sens où ils vont nous permettre de comprendre les différents phénomènes et d'attribuer tel ou tel effet à un matériau, ou à une étape de process (dopage fer par exemple, passivation...) et bien entendu faire bénéficier les fondeurs du « reverse engineering ». Il est donc fondamental pour moi de continuer à travailler avec cet environnement. Cela nécessite bien entendu une forte collaboration avec l'industrie et le renforcement des laboratoires communs. Les projets multiphysiques seront développés dans la section 4.3.

L'ensemble des projets que je présente nécessitent une solide compétence en thermique, en physique du composant, en technique de mesures spécifiques,... mais comme je l'ai déjà signalé en introduction, les quantités de connaissances et les expertises à mettre en œuvre dans les domaines concernés sont très vastes. Il ne faudra pas hésiter à s'associer avec d'autres laboratoires afin de répondre aux diverses problématiques multiphysiques. Il faudra sans doute également surpasser le HEMT GaN pour arriver à nos fins. Nous avons donc encore de beaux challenges en perspectives.

4.2 Projets dans le domaine de la mesure thermique

Comme je l'ai signalé en introduction les aspects thermiques dans les composants ou circuits de puissance sont très importants. Ils vont continuer selon moi à le devenir à cause notamment de la miniaturisation des composants due à la montée en fréquence, l'augmentation des densités de puissance dans le GaN ou futurs candidats (car il faudra surpasser le HEMT GaN) pour atteindre le Thz et une électronique qui va devenir 3D et où le packaging aura un vrai rôle à jouer pour la dissipation thermique. Notre savoir-faire ainsi que les projets décrits ci-dessous devraient nous permettre de rester dans le domaine d'excellence.

4.2.1 Développement et amélioration du Banc de mesures 3ω

La détermination expérimentale de l'impédance thermique des transistors HEMT GaN reste une tâche difficile. En effet, ces transistors sont affectés conjointement par de l'auto-échauffement et des phénomènes de pièges [68], deux effets BF qu'il est souvent difficile de caractériser séparément. Récemment, une méthode originale a été proposée pour estimer la résistance thermique au travers de mesures de RON de transistors HEMT GaN [69]. Nous en avons rappelé l'essentiel précédemment.

Nous avons développé dernièrement dans le cadre du projet européen ALINWON et de la thèse de Mustafa Avcu [73] un banc de mesures dit 3ω .

C'est la première fois à notre connaissance que cette méthode « 3ω » est utilisée pour la caractérisation de l'impédance thermique des transistors HEMTs GaN. Cette méthode offre une bonne séparation des effets thermiques et de pièges car elle est réalisée en mode de polarisation FET froid (Vgs0=Vds =0V) donc les effets de pièges peuvent être négligés. On parle ici d'une méthode en « régime harmonique ». Notre idée consiste à appliquer aux transistors HEMTs la méthode 3ω initialement proposée par D.G. Cahill en 1990 [160] qui permet de caractériser la conductivité thermique d'un élément passif, en utilisant la résistance RON comme un élément chauffant et un capteur de température.

Cette méthode repose sur la mesure de la tension des oscillations « thermiques » du composant à la troisième harmonique. La nouveauté consiste à utiliser ce procédé pour un élément actif (pour le transistor) qu'il s'agit bien entendu d'utiliser dans sa zone linéaire en fonction de la tension Vds. C'est donc ici le caractère constant de Ron en fonction de la tension Vds mais également linéaire en fonction de la température qui est exploité.

Rappelons tout d'abord quelques principes de la notion « 3ω ». On considère une résistance électrique R (par exemple la zone linéaire de la figure 4.2.1) excitée par un courant à la pulsation ω .

- La puissance dissipée dans cette résistance R est proportionnelle au carré du courant, sa pulsation est donc à 2ω
- Puisque la température est proportionnelle à la puissance dissipée, la pulsation de la température est donc également à 2ω
- La résistance électrique R est linéaire en fonction de la température donc varie aussi à 2ω
- La tension aux bornes de cette résistance (RI) présente donc une composante à 3ω

Conclusion : Compte tenu de la linéarité, cette tension à 3ω est l'image de la température (figure 4.2.2)

Mathématiquement on montre que :

$$Z_{TH} = \frac{4V_{3\omega}}{\alpha RON_0^2 I ds\omega^3}$$

où α est le coefficient de linéarité de RON en fonction de T et RON_0 l'ordonnée à l'origine de la loi RON(T).



FIGURE 4.2.1 – Courbes I(V) du transistor HEMT

Dans la thèse de Mustafa Avcu, nous avons montré la faisabilité de cette technique de mesure appliquée à des composants HEMT AlGaN et AlInN. La figure 4.2.3 présente une comparaison entre les résultats de mesure et la simulation éléments finis d'un HEMT UMS GH25 8x75.

Nous avons également montré les limitations de la mise en oeuvre d'un tel banc en termes de choix du générateur, des composants à utiliser pour fabriquer le pont de Wheatstone et les problèmes d'étalonnage.



FIGURE 4.2.2 – Décomposition harmonique du banc de mesure



FIGURE 4.2.3 – Partie réelle et imaginaire de Zth en fonction de la fréquence

Nous souhaitons continuer dans cette voie afin d'effectuer également des mesures systématiques de composants :

- Automatisation plus poussée du banc de mesures intégrés aux outils du laboratoires
- Compréhension de l'ensemble des phénomènes parasites limitatifs (dérive thermique de composants, linéarité, limitation fréquencielle,...)

- Minimisation des erreurs de mesures
- Etalonnage du banc de mesure
- Etude de conditions de polarisation différentes de (0,0), état de pièges, ...

Afin de se donner les moyens de répondre à nos ambitions, nous avons déposé un projet FUI dont le nom est SMART MODEL, en collaboration avec nos partenaires industriels AMCAD Engineering, UMS, le laboratoire III-V Lab, ainsi que notre partenaire académique GPM Rouen. Le projet sur lequel nous comptons nous appuyer pour nos développements a été validé et démarre en 2020.

Quelques mots sur le projet SMART MODEL :

Il a pour objectif de développer une nouvelle solution de mesure et de modélisation de transistors RF de puissance en technologie GaN (Nitrure de Gallium). Ces mesures et modèles de composants sont cruciaux pour la compréhension des phénomènes présents dans les amplificateurs de puissance RF utilisant la technologie GaN. Cette meilleure prise en compte des effets thermiques et de pièges dans les modèles doit permettre d'améliorer les conceptions des circuits dès la première itération et ainsi réduire les temps de cycle de développement. Ces circuits visent des applications à caractère dual. En effet, ils sont utilisés intensivement dans les systèmes de communications pour des applications civiles et des applications de défense notamment dans le domaine radar.

Les objectifs de ce projet sont :

- de corréler des résultats de mesures issus de méthodes de caractérisations innovantes développées dans deux laboratoires universitaires français
- d'éprouver ces méthodes de mesures et de modélisation en partenariat avec des groupes industriels majeurs, identifiés comme les utilisateurs finaux des résultats de ce projet, car impliqués dans le développement de composants de puissance pour les applications de télécommunication à hautes fréquences.
- de développer des outils logiciels et matériels uniques pour mettre en œuvre ces méthodes afin de lever les barrières à l'entrée d'un marché beaucoup plus large que celui adressé à présent.

4.2.2 Développement d'une solution de mesure par thermoréflectance transitoire

Les techniques de mesures de la température que nous avons présentées au début de ce chapitre sont dans tous les cas liées à des mesures effectuées sur des paramètres électriques internes au composant. Elles caractérisent donc un composant dans sa globalité, la mesure étant moyennée sur le chemin « électrique » du paramètre sensible considéré (h12, RON,...). Chaque technologie de transistor (TBH, HEMT) requiert un développement différent et ainsi la méthode développée pour les HBT n'est pas applicable aux HEMT...

Nous souhaitons mettre en place dans ce projet une technique de mesures indépendante de la technologie et applicable à des composants comme à des circuits.

Une méthode optique sans contact est une méthode très intéressante pour peu qu'elle présente une résolution spatiale et temporelle intéressante.

Nous souhaitons ainsi nous appuyer sur la technique précise de la thermoréflectance. Ce projet est basé entre autres sur l'acquisition du banc de mesures de thermoréflectance développé par la société Microsanj. Ceci a été rendu possible grâce à l'appel à projets Région de la Nouvelle Aquitaine qui nous a permis de nous doter d'un tel outil de mesures. Le banc nous a été livré fin ocobre 2019. C'est aujourd'hui un équipement unique en France.

Cet outil doit nous permettre une résolution spatiale submicronique et une résolution temporelle de l'ordre de la cinquantaine de nanosecondes.

En effet, la thermoréflectance est une méthode optique sans contact utilisant les variations locales de réflectivité induites par le chauffage pour déduire une mesure de la température et peut être utilisée à pratiquement n'importe quelle longueur d'onde. Sous illumination visible, la plupart des matériaux employés pour l'encapsulation de circuits intégrés (Si3N4, SiO2, polymères, seuls ou combinés) sont transparents. La lumière envoyée sur le dispositif est essentiellement réfléchie par la première couche opaque rencontrée, par exemple le métal ou le semi-conducteur, et les images thermiques reflètent la température de cette région. La résolution spatiale d'un tel dispositif est limitée par la diffraction. Des valeurs de l'ordre $\lambda/2$ peuvent ainsi être obtenues. Cette mesure peut également être effectuée en balayant un faisceau laser focalisé à la surface de l'échantillon ou en utilisant un détecteur matriciel de manière à obtenir une mesure simultanée en plusieurs points. L'avantage immédiat de la caméra CCD est de diminuer le temps d'acquisition d'images, en multiplexant la mesure. Le prix en est généralement une diminution du rapport signal à bruit due à la limitation du nombre de photons qu'il est possible de détecter et donc à une augmentation de la part relative du bruit de photons. Mais, plus que la vitesse, le principal avantage des techniques CCD est probablement de permettre l'utilisation de sources non cohérentes spatialement, puisqu'il n'est plus nécessaire de focaliser le faisceau pour obtenir une bonne résolution. Dès lors, la quasi-totalité du spectre lumineux devient accessible en utilisant filaments, arcs ou diodes électroluminescentes.

Le développement d'un tel banc de mesures doit nous permettre de compléter et d'affiner notre développement en termes de modélisation et d'hypothèses. Il doit nous permettre d'accéder également aux applications de transport de chaleur à l'échelle nanométrique. Il peut aussi nous permettre de nous intéresser directement à de la mesure thermique sur des amplificateurs. C'est une demande que nous avons fréquemment et à laquelle nous pouvons difficilement répondre, les passifs du circuit empêchant souvent l'usage d'impulsion électrique de mesure et la simulation éléments finis étant quant à elle difficilement réalisable compte tenu du volume de calcul à mettre en oeuvre.

Afin de développer ce projet, nous avons recruté en thèse Anass Jakani qui après un stage de Master a souhaité travailler sur le projet que nous lui avons proposé.

Nous sommes également soutenus dans cette entreprise par la société AMCAD Engineering qui finance pour moitié la thèse de M Jakani.

Le titre de la thèse est le suivant : Développement d'un banc de mesure par thermoréflectance pour composants et circuits de puissance

Le sujet de thèse consiste à travailler sur les aspects thermiques et électrothermiques (mesures/modélisation/simulation) dans les composants ou les circuits de puissance, notamment les composants HEMT GaN. Il s'agira dans un premier temps de comprendre les méthodes de type électrique développées à XLIM et d'examiner également les techniques de mesure par thermoréflectance. Le développement du banc de thermoréflectance sera effectué pendant la thèse. Les mesures effectuées par thermoréflectance et d'autres méthodes de mesures utilisées jusqu'alors seront comparées et validées. Des simulations thermiques éléments finis seront également réalisées afin de valider l'ensemble de notre approche physique thermique.

Les objectifs sont les suivants :

- Développement du banc de mesure par thermoréflectance
- Validation des résultats en regard avec ceux obtenus par des méthodes de types électriques (3 oméga, Ron,...)
- Corrélation des résultats avec de la simulation thermique par éléments finis.
- Obtention des modèles thermiques couplés à la partie électrique
- Intégration logicielle du modèle électro-thermique pour la simulation multiphysiques
- examiner les limitations

Il est intéressant de pousser l'étude au delà d'un simple composant de puissance et de proposer des mesures au niveau de circuits. On peut imaginer en pratique réaliser des mesures sur un amplificateur de puissance à plusieurs étages. On peut faire une acquisition temporelle de la température sur chacun des étages et proposer ensuite un modèle multi-entrées multi-sorties. Ici la connaissance de la technologie n'est pas indispensable pour établir le modèle thermique de l'amplificateur.

4.2.3 Modélisation thermique nanométrique

Aujourd'hui nous assistons à une montée en fréquence et en puissance des dispositifs. Le HEMT GaN se présente comme le candidat idéal à ce progrès. J'ai travaillé sur des structures GaN UMS GH50 (grille de $0.5\mu m$), GH25. Il apparait maintenant la filière GH15 dont la sortie a été annoncée par UMS en octobre 2019 au congrès EuMW et bientôt GH10 sera en production comme cela a été montré par Didier Floriot à la conférence microwave-RF du 22 mars 2018.

Lorsque l'on regarde la structure du HEMT proposée figure 4.2.4, à part le substrat qui est de l'ordre de la centaine de microns et le buffer de l'ordre du micron, toutes les autres grandeurs sont nanométriques. D'un point de vue électrique, nous avons donc un transport électronique dans un quasi plan. D'un point de vue thermique nous sommes en 3D et essentiellement avec un cône de dissipation vertical.

Donc une première problématique liée à la dimension horizontale par rapport à la dimension verticale qui fait que la conductivité thermique est bien différente dans ces deux directions.

Une autre problématique qui fait que compte tenu des dimensions des structures, la théorie de Fourier n'est plus applicable, et finalement la notion de conductivité thermique devient difficile à appréhender!

Mais on ne sait pas faire autrement aujourd'hui, il n'existe pas de solution logicielle adaptée...donc on continue avec Fourier.

Toutefois, il existe des possibilités d'action [161, 162]. En effet récemment une série de méthodes théoriques ont été proposées :

- le modèle du continuum diélectrique [163]
- scattering matrix method, [164]
- molecular dynamics simulation, [165]
- non-equilibrium Green function method, [166]
- Boltzmann transport equation, [167]

afin de prédire la conductivité thermique au niveau nanométrique ou à des dimensions plus élevées.

La problématique temporelle existe également lorsque t est petit devant le temps de relaxation. En effet on suppose lorsque l'on utilise la loi de Fourier que la densité de flux J résulte d'une variation instantanée du gradient de température. Ce n'est pas le cas. Il y a toujours une notion de cause à effet [168]. Ce projet est un projet à plus long terme.



FIGURE 4.2.4 – Coupe d'un transistor HEMT GaN

4.3 Projets dans le domaine de la simulation multiphysiques

Dans les projets proposés ci-dessous, nous retrouvons la notion de montée en fréquence avec la proposition d'une nouvelle génération de sources pour les communications visibles (projet EMIPERO) ainsi que des diodes Thz (projet Tera-Mogadisho). Le projet SMART3 quant à lui est un projet structurant d'envergure pour XLIM permettant également d'apporter une contribution à notre industrie afin que cette dernière puisse disposer d'outils performants pour répondre aux enjeux de l'électronique 3D de demain.

4.3.1 Projet ANR EMIPERO (2019-2022)

Le projet EMIPERO est un projet ANR sorti en 2019 sur lequel nous travaillons en collaboration avec le Laboratoire Aimé Coton (LAC) porteur du projet ainsi que l'Institut des Nanotechnologie de Lyon (INL). Il concerne les dispositifs émetteurs de lumière, pompés électriquement, à base de pérovskites hybrides

Depuis 10 ans, les communications sans fil ont connu le développement de systèmes basés sur la lumière visible. Pour l'instant, les sources pour les Communications par Lumière Visible (CLV) sont basées sur des diodes électroluminescentes (DEL) inorganiques à base de GaN, qui permettent des temps de modulation rapides, mais qui sont plus chères que l'éclairage classique par incandescence. Par conséquent, pour les sources dédiées aux applications CLV, il y a un besoin pour des technologies peu chères et de grande surface. Les DEL organiques présentent un inconvénient qui les rend non attractives pour le CLV : leurs propriétés de transport de charges limitées font qu'on ne peut les utiliser que dans des composants

de petite surface. Le projet EMIPERO propose de montrer que les Pérovskites Hybrides Organiques (PHO) sont une technologie intéressante pour l'émission de lumière, particulièrement bien adaptée pour les applications CLV. Nous pensons que passer des émetteurs organiques aux émetteurs à base de PHO va permettre de réaliser des sources modulables à fréquence élevée et/ou de plus grande surface active, grâce aux grandes mobilités des électrons et des trous (10 $cm^2/V.s$). Les matériaux PHO sont des candidats pertinents pour réaliser des composants émetteurs de lumière intégrables, tels que des DELs ou des microlasers car ils présentent des processus de recombinaison radiative efficaces, leur énergie de bande interdite peut être facilement variée en jouant sur la composition chimique des pérovskites, en particulier la longueur d'onde verte est aisément accessible. Ces matériaux sont synthétisés en solution à basse température, ce qui est compatible avec les procédés utilisés pour réaliser des DELs ou des diodes laser à grande échelle, sur des supports bon marché, éventuellement intégrables dans des composants silicium. Jusqu'à aujourd'hui, tous les composants laser à base de PHO présentés dans la littérature sont pompés optiquement. L'effet laser par pompage électrique est donc encore un important défi à relever. La combinaison des propriétés optiques excellentes de ces matériaux avec des structures résonantes adéquates et des contacts électriques de grande qualité reste donc à démontrer pour obtenir l'injection électrique des microlasers à base de PHO. Le projet EMIPERO a pour but d'utiliser les matériaux PHO pour développer une technologie pertinente pour l'émission de lumière, particulièrement adaptée pour les applications CLV. A cette fin, nous proposons la réalisation de DELs et de microlasers à base de PHO et le principal objectif du projet EMIPERO est d'obtenir des composants émetteurs de lumière à base de PHO pompés électriquement. Le projet propose une étude complète depuis les propriétés fondamentales du matériau en vue de son optimisation pour l'effet laser jusqu'aux caractérisations de la performance des composants pour le CLV. Alors que des films minces monocristallins de PHO sont utilisés pour explorer les propriétés intrinsèques des PHO et que des DELs de référence sont utilisées pour explorer différents scenarii de CLV, des composants à base de nanostructures photoniques sont proposés comme une technologie puissante pour contrôler les propriétés d'émission. L'obtention de l'effet laser sous pompage électrique bénéficiera des études réalisées sur les DELs. Le problème de la stabilité des PHO est pris en compte en choisissant comme matériau les PHO les plus stables : la famille des pérovskites hybrides de structure Ruddelsden-Popper. La réalisation des dispositifs s'appuie sur les compétences de trois équipes complémentaires : un spécialiste des matériaux PHO (LAC), un spécialiste de la nanophotonique pour l'émission lumineuse (INL), un spécialiste des semiconducteurs organiques et plus récemment des dispositifs optoélectroniques hybrides pérovskites (XLIM).

Mon travail en collaboration avec les membres de l'AXE RF Elite d'XLIM concerne la modélisation de la physique du composant ainsi que la simulation thermique de ces nouveaux composants à base de pérovskites. Le caractère novateur des composants à base de pérovskites est particulièrement intéressant. C'est à ma connaissance la première fois que les aspects thermiques seront étudiés dans ce type de dispositifs. Il faut s'attendre à certaines difficultés, les propriétés des pérovskites étant encore mal connues. D'un point de vue physique du composant, la simulation physique de composants optiques reste délicate. Ce travail constituera donc également un travail de fond très intéressant sur la compréhension et la simulation physique des phénomènes à très hautes fréquences.

4.3.2 Simulations physiques et mesures sur des transistors de technologie HEMT GaN pour des applications de RF de puissance

Les travaux de simulation physique entrepris par le doctorant Nandha Kumar Subramani seront poursuivis dans le cadre de la thèse de

de Khusboo Sharma afin de concevoir un modèle physique analytique intégral en simulation circuit.

L'objectif est de développer un modèle non-linéaire de transistor HEMT des technologies émergentes, compact, électrothermique, incluant les effets dispersifs, utilisable pour toutes les conditions de fréquence et de puissance, à partir de caractérisations expérimentales, afin d'évaluer le fonctionnement du composant dans les conditions réelles de fonctionnement (signaux modulés ou impulsionnels, grand signal). Ce modèle sera à mi-chemin entre les modèles analytiques basés sur un circuit équivalent et les modèles physiques basés sur les équations de transport. L'objet de ce travail est de proposer une synergie entre la caractérisation expérimentale, simulation physique aussi bien déterministe qu'aléatoire et la technologie. Ceci permettrait de répondre aux besoins de modélisation et de conception à différents niveaux qui peuvent être physiques, composants circuits et sous-systèmes. L'intérêt de ce modèle serait de procéder à une analyse fine des phénomènes de pièges et notamment de leur localisation à partir de la connaissance des signatures de pièges et de champ. De plus, ce type de modèles permet de coupler une analyse thermique extrêmement fine par l'adjonction d'un modèle thermique obtenu par réduction d'ordre du modèle thermique 3D.

Les objectifs sont :

 Relier de façon réaliste la simulation physique et thermique des effets dispersifs à la modélisation compacte non linéaire électrothermique pour toutes les conditions de fréquence et de puissance utilisables en milieu industriel.

- Déterminer les diverses causes de défaillances et de dégradations des transistors sur les performances hyperfréquences et quantifier l'homogénéité des performances.
- Mettre au point une méthodologie systématique d'analyse des composants HEMT GaN pour faire le lien entre la technologie et la conception du circuit.
- Contribuer au développement des technologies pour les applications très hautes fréquences (bandes Ka et Q).
- L'objectif scientifique de cette thèse sera de développer un modèle compact modulaire du transistor HEMT de la technologie GaN utilisable pour toutes les conditions de fréquence et de puissance, permettant de prévoir les spectres de bruit et le facteur de bruit en grand signal, en tenant compte des effets dispersifs BF et des effets thermiques, à partir des caractérisations expérimentales : c'est le verrou technologique que nous souhaitons lever pour cette filière émergente.

4.3.3 Modélisation non linéaire de diodes Schottky pour des circuits optimisés au THz (Dépot projet ANR : TeraMogadisho)

Comme je l'ai signalé en introduction, la montée en fréquence est essentielle pour l'électronique de demain et c'est une des voies que je souhaite explorer. Pour ce faire, nous avons déposé un projet ANR avec des partenaires industriels et académiques.

Le projet s'intitule TeraMogadisho. Il sera effectué en collaboration avec le Centre de Nanosciences et de Nanotechnologies (C2N), l'Institut d'Électronique de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN), XLIM et la société United Monolithic Semiconductors (UMS).

Description du projet :

Il s'agit de développer une plateforme de simulation/modélisation électrique de la diode Schottky considérée ici comme la brique de base de sources délivrant quelques mW autour du THz. Un modèle spécifique performant au régime THz n'existe pas à ce jour. Un tel modèle doit inclure des effets mémoires imputables aux mécanismes d'ionisation par choc, d'effet tunnel bande à bande et de modulation de la hauteur de barrière par le champ électrique en inverse et des effets liés à l'influence de la relaxation des porteurs sur la modulation des zones de charge d'espace. L'auto-échauffement sera également pris en compte. Le modèle sera validé au moyen de multiples confrontations expérimentales. Ce projet aboutira à l'établissement d'un modèle électrothermique adapté à l'optimisation de dispositifs à base de diodes Schottky réalisant des fonctions non linéaires dans la gamme de fréquence THz et, en conséquence à la simulation de circuits ultra-rapides utilisant des diodes Schottky. Cette démarche est voisine de celle par exemple mise en œuvre par M. Schroeter sur les TBH SiGe [169], mais elle vise des effets beaucoup plus fins participant aux limites de fonctionnement de la diode au THz. Ce modèle sera utilisable dans un simulateur de circuits pourvu d'un module d'équilibrage harmonique. Il s'appuiera fortement sur la simulation fine de la physique du composant et de la thermique. Cette approche aidera les concepteurs à tendre vers une logique de conception globale présentant un caractère plus prédictif. Le projet et l'état de l'art : Dans la gamme du THz, l'environnement du composant joue un rôle clef sur le dispositif et l'optimisation d'une fonction passe nécessairement par l'intrication entre la physique intime du dispositif et le couplage à l'environnement. Il en va ainsi des composants électroniques comme des composants optiques destinés aux applications dans cette gamme de fréquence. Il n'existe pas une unique diode Schottky qui serait spécifiquement optimisée pour la gamme THz. En revanche il est possible d'optimiser les diodes Schottky pour chaque type de fonction : rectification, mélange, doubleurs de fréquence. Ces optimisations requièrent un modèle électrique non linéaire très fiable susceptible de fonctionner dans un environnement de conception haute fréquence pourvu d'un algorithme d'équilibrage Harmonique (HB) [170]. Les applications potentielles dans le domaine du THz sont nombreuses et les attentes sont grandes pour des sources délivrant quelques mW dans ces domaines de fréquences. Ces applications concernent les secteurs de la sécurité, du militaire, du médical, des télécommunications et de la spectroscopie dans divers domaines scientifiques. La diode Schottky est un dispositif incontournable de l'électronique THz au moins jusqu'à 2 THz. S'agissant du champ de la modélisation, il existe des approches de couplage direct physique du composant/circuit [171]. Cette approche bien qu'intéressante d'un point de vue simulation globale reste difficile à mettre en œuvre dans le cadre d'une conception de circuit. On trouve également dans la littérature une proposition de modèle électrothermique où le circuit thermique est extrait de simulation fine FEM thermique [172]. Il n'y a pas d'approche globale à notre connaissance où le modèle s'appuie à la fois sur de la simulation fine du transport électronique et du transport thermique. A ce jour il n'existe aucun modèle électrique de diode Schottky satisfaisant au-delà de 300 GHz. Il faut développer un modèle non linéaire intégrant divers effets physiques non quasi statiques qui mettent en jeu des effets mémoires dans le composant aux

bornes duquel une très large excursion d'excitation est imposée. Le développement d'une électronique THz passe par la prise en considération de ces effets via des modèles non linéaires. Ce projet s'articule autour de la diode Schottky pour le THz, mais les résultats pourront être ensuite adaptés à tous les modèles non linéaires de composants actifs (autres diodes, TBH ou HEMT) qui devront intégrer de tels effets. Par exemple, la technique la plus sûre pour concevoir une source délivrant quelques mW à 1 THz consiste à intégrer un oscillateur à plus basse fréquence suivi de doubleurs (ou tripleurs) de fréquence à base de Schottky dans un unique circuit MMIC pourvu de guides monomodes à pertes ultra-faibles. De tels MMIC ne seront pas réalisés dans le cadre de ce projet mais une optimisation de doubleur et/ou de tripleur de fréquence pourra être envisagé en mode conception à l'aide des modèles optimisés de la Schottky sur substrat GaAs de UMS. Sans les modèles visés par ce projet, il ne serait pas possible d'optimiser chaque diode pour chaque fonction et donc il ne sera pas possible d'atteindre les puissances, de sortie, optimales évoquées. Que signifie l'optimisation d'une diode Schottky pour une fonction? Il s'agit d'établir les dopages et les épaisseurs des différentes zones du composant ainsi que le meilleur couple métal/semi-conducteur, la surface optimale et enfin le point de fonctionnement statique de la diode en fonction de la puissance d'entrée. On peut constater que l'espace des configurations est vaste. Une telle optimisation ne peut être menée directement avec les modèles physiques. Elle peut de plus très fortement modifier les rendements de conversion. Par exemple, dans le cas d'un doubleur de fréquence [173], la réduction de la zone N de la diode de 500 à 50 nm augmente le rendement optimum de 25 à 80% à 800 GHz. Le GaAs est un excellent choix pour accompagner la genèse d'un nouveau modèle non linéaire de diode Schottky car ce semi-conducteur est le mieux maîtrisé avec le silicium. Ce nouveau modèle pourra être porté sur SiC, GaN ou C dans un deuxième temps. Certes, le GaN apparaît comme un matériau riche de promesses pour le THz, mais son manque de maturité, ne le désigne pas comme le premier choix pour notre démarche.

Méthodologie du projet :

Il s'agira de développer un modèle électrothermique performant sur la base de modélisations physiques et de validations expérimentales sur des composants. Il sera possible d'intégrer divers effets physiques dans les modélisations amonts, afin d'en étudier finement l'incidence sur le modèle électrique aval. Ces modélisations physiques comprennent :

 le calcul de structure de bandes des matériaux massifs et des interfaces Métal/Semi-conducteurs mis en jeu via différentes approches (density functional theory (DFT), non-local empirical pseudopotential method (NL-EPM) et k.p [174]

- la modélisation du fonctionnement de la diode Schottky par une résolution Monte-Carlo (MC) de l'équation de Boltzmann couplée à l'équation de Poisson
- la modélisation de la diode Schottky via le formalisme des Fonctions de Green hors Equilibre (NEGF)

Pour ce dernier modèle, on confrontera les approches DFT et EPM [175]. Ce formalisme permettra de modéliser l'effet tunnel direct et indirect. En outre, l'effet tunnel assisté par les états de surface et impliquant des phonons sera pris en compte. Le modèle MC quant à lui inclut les principaux mécanismes à l'œuvre dans les Schottky dont l'ionisation par choc [176]. Il sera donc utile de confronter et de croiser les approches MC et NEGF. L'extraction du modèle électrique de la diode sera effectuée par XLIM à partir des modélisations physiques et de mesures effectuées sur les dispositifs. La confrontation modélisations/mesures sera menée sur des diodes THz ultra courtes d'UMS. La technologique BES 100 permet de dépasser 1 THz. Il s'agira de réaliser des caractérisations non linéaires de ces composants et des mesures linéaires sur l'analyseur de réseaux de l'IEMN qui peut atteindre 750 GHz [177]. XLIM possède une solide expérience de la modélisation de dispositifs non linéaires (HBT, HEMT GaN) à partir d'analyse TCAD et de mesures spécifiques dédiées, incluant de nombreux effets mémoires (pièges, thermique...) [85]. Nous devrons également porter une attention particulière aux éléments parasites présentés par la résistance série et la capacité de jonction de la diode. A ces fréquences, l'effet de peau du contact ohmique peut intervenir [178]. Une modélisation thermique de la diode sera également entreprise. L'extraction du modèle thermique intégrable dans un logiciel de simulation circuit sera effectuée grâce à une méthode de réduction d'ordre qu'XLIM a développé depuis plusieurs années sur la modélisation thermique des transistors et qui sera appliquée aux diodes Schottky [96]. La récente acquisition par XLIM d'un banc de mesure thermique par thermoréflectance [179] permettra d'effectuer les validations du modèle. UMS vérifiera la compatibilité du modèle de diode obtenu dans ses simulateurs et la cohérence par rapport à ses données de mesures, celles-ci étant dans un domaine de fréquence < 50 GHz. Afin de confronter les modèles physiques à l'expérience, des jonctions Schottky seront réalisées au sein de la salle blanche du C2N. Un soin particulier sera porté à l'interface Métal/Semi-conducteur. La taille des dispositifs réalisés aux C2N ne sera pas nanométrique. Il s'agira de réaliser des interfaces métal/SC de qualité et de confronter les hauteurs de barrière et sa possible dépendance avec le champ électrique statique avec les calculs des états de surface et les calculs des effets tunnels intervenant à cette interface. Les mesures seront réalisées jusqu'à 1,6 K dans la bande DC-18 GHz.

Caractère novateur et originalité :

Le caractère novateur réside dans la modélisation électrothermique basée sur des simulations multi-physiques de caractère prédictif et l'intégration des modèles pour le développement de modèles électriques non linéaires pour les concepteurs et pour l'optimisation de diodes Schottky en fonction des circuits envisagés. Récemment, dans le cadre d'un travail de thèse mené au C2N, il a été montré que l'optimisation de la diode Schottky pour des applications spécifiques (doubleur de fréquence, rectification) se heurte à l'impossibilité de prendre en compte les porteurs libres qui sont injectés ou générés au cours de l'excursion de l'excitation aux bornes de la diode en régime inverse. Trois mécanismes contrôlent le courant en inverse : l'effet tunnel, l'effet de force image et la modulation de la hauteur de barrière par le champ électrique. Les deux premiers mécanismes sont pris en compte de manière perfectible actuellement. Le troisième effet n'est pas intégré aux modèles physiques existants. Sa prise en compte requiert un calcul des états d'interface Métal/SC en DFT. Ces effets sont largement méconnus dans les jonctions Schottky pour le THz. Enfin le transfert des porteurs en vallées L et X dans la zone N, entrave la capacité de ces porteurs à suivre un signal à très haute fréquence. Cet effet sera pour la première fois, intégré dans un modèle non linéaire de la diode Schottky. Les modélisations physiques amont déployées dans ce projet sont également sur la crête de la nouveauté et constitueront l'état de l'art pour la modélisation de diodes Schottky. Le projet TeraMoGadiScho s'inscrit dans le domaine n°5 des Sciences du numérique, particulièrement dans l'axe 5.3 des micro- et nanotechnologies pour le traitement de l'information et la communication (CE n°24). Le domaine de recherche européen est lié au panel PE7 « Systems and communication engineering » dans les catégories PE7 3, PE7 6 et PE7 5. II.

Partenariat :

Chaque partenaire apporte les compétences nécessaires et l'expertise indispensable pour mener à bien le projet : le C2N la modélisation physique fine, l'IEMN sa compétence en mesures très hautes fréquences, XLIM sa compétence en génération de modèle électrothermique non linéaire, UMS la connaissance et la fourniture des diodes étudiés.

Dans ce projet, XLIM s'appuiera sur la modélisation physique fine du transport électronique dans les diodes Schottky réalisées par le C2N ainsi que sur les mesures réalisées par l'IEMN pour proposer un modèle électrothermique des diodes Schottky GaAs au THz prenant en compte des effets mémoires pour le concepteur d'applications. Cette étude approfondie de la diode Schottky GaAs est également très intéressante pour la montée en fréquence des composants GaN et pour l'étude des effets de grille courte des HEMT que nous étudions également par ailleurs. Mon collègue Jean-Christophe Nallatamby participera également avec moi sur ce projet. Nous envisageons également le recrutement d'une personne en thèse sur les problématiques liées à cette thématique de modélisation THz.

4.3.4 Développement d'une ligne pilote pour l'intégration de l'électronique 3D (SMART3)

Depuis déjà de nombreuses années, nous travaillons sur les aspects électrothermiques dans les circuits et les composants (thèses D. Lopez, C. Chang, ...) sur les aspects thermomécaniques (thèse M Dieng) des « packagings », et plus généralement sur les aspects multiphysiques. Le projet SMART3 que nous présentons ici est un projet qui va nous permettre de prendre une tout autre dimension, à la fois grâce à l'ampleur du projet et des résultats attendus, mais également au sens éthymologique du terme puisque nous allons passer de l'étude de circuits planaires d'une seule technologie à une électronique 3D pouvant contenir plusieurs technologies (Si, GaAs, GaN) intégrées dans un boitier unique de type « System in Package ». Le packaging étant réalisé avec une technologie de type « Fan-out Wafer Level Packaging » (FoWLP) permettant d'apporter de nombreux avantages par rapport à des « packagings » plus classiques (figure 4.3.2). Revenons quelque peu sur l'historique et les besoins à l'origine de cette évolution vers l'électronique 3D.

Les applications électroniques grand public ont fortement influencé l'évolution cette industrie au cours des 40 dernières années. Plusieurs étapes ont forgé l'industrie électronique d'aujourd'hui, telles que l'essor des ordinateurs personnels dans les années 80, le déploiement d'Internet dans les années 90, le développement des Télécommunications mobiles en 2000. Maintenant l'électronique est omniprésente et le monde de demain se construit autour d'elle.

Dans ce nouvel écosystème technique, les principales innovations ne sont plus orientées, comme dans les années 60 à 90, par des applications très avancées comme les applications aérospatiales ou professionnelles, mais par des marchés de volume où une production de masse peut justifier un déploiement industriel et technologique massif.

Afin de rester compétitifs, même dans les segments de marché haut de gamme ou professionnel, il est essentiel que des entreprises de notre territoire aient accès à des technologies offrant un avantage concurrentiel certain dans les directions suivantes :

- Augmentation de la fréquence (more than Moore)
- Intégration et compacité élevées



Increased integration: higher performance and increased functionality, smaller form factor, lower power consumption, lower cost

FIGURE 4.3.1 – Evolution du marché des objets communicants



Fan-Out activity revenues forecast (M\$) Breakdown by Fan-Out market type

Source: Yole Développement ("Fan-out: Technology & Market Trends 2016" report, August 2016)

FIGURE 4.3.2 – Enjeux du FOWLP

Grande fiabilité

— Rentabilité

Les technologies CMOS RF inférieures à 25 nm avec des fréquences de fonctionnement supérieures à 90 GHz, les technologies Bi-CMOS délivrant plus de 3 W à 1 GHz ou les boîtiers électroniques ultra-minces basés sur des techniques de « Wafer Level Packaging » [180, 181]sont de bons exemples de technologies répondant à ces quatre besoins.

Développées à l'origine pour des applications grand public telles que les ordinateurs portables et les téléphones intelligents, ces technologies sont maintenant réutilisées par des applications haut de gamme ou professionnelles telles que les infrastructures de télécommunication, l'automobile ou l'aérospatiale. Les dispositifs à base de semi-conducteurs III-V développés par UMS offrent des performances de densité de puissance hyperfréquence et de rendement supérieures en comparaison aux dispositifs en silicium, mais avec une capacité d'intégration plus faible et un coût plus élevé.

Au lieu d'une rude concurrence entre les technologies III-V et le silicium, il y a un avantage réel à combiner les avantages des deux technologies pour les prochaines générations de produits.

Pour ce faire, il s'agit de développer des plateformes appropriées de SiP (System in Package) de co-intégration qui ne sont pas disponibles aujourd'hui. Les défis en termes d'augmentation de fréquence, de performances élevées, d'intégration élevée et de rapport coût / efficacité présentés ci-dessus devraient être résolus plus facilement qu'avec une approche purement concurrentielle.

Cela permettra à UMS notre principal partenaire industriel et plus généralement, à l'industrie européenne de rester à la pointe de la technologie et de disposer de son indépendance d'accès aux technologies pour innover à la bonne vitesse.

Voici donc brossé en quelques lignes le projet SMART3. Ce dernier s'intègre dans le cadre du plan Nano 2022, volet français du plan européen sur la nanoélectronique pour lequel l'état engage un soutien industriel important sur 5 ans et qui doit permettre de générer 5 milliards d'euros d'investissement et de créer ou défendre 4000 emplois directs. Les partenaires industriels de ce projet sont UMS, III-V Lab, THALES DMS, LINXENS, NOKIA, un partenaire allemand IZM Fraunhofer Institute. Les partenaires académiques sont le laboratoire LMI de l'Université de Lyon ainsi que les laboratoires IMS de l'université de Bordeaux et XLIM de l'Université de Limoges. Le financement des laboratoires IMS et XLIM doit s'effectuer par la Région Nouvelle Aquitaine via l'Appel à Projets 2020.

Le projet SMART3 possède plusieurs objectifs. Le premier doit permettre aux

partenaires industriels de développer une ligne pilote pour la fabrication de SiP (System in Package) permettant la co-intégration de diverses technologies (Si, GaN,) permettant d'adresser de manière viable de nombreuses applications (Automobile, Espace, Défense, Télécommunication, ...). Il doit également par ce biais rendre la France et l'Europe moins dépendantes des fournisseurs américains et asiatiques et proposer des solutions permettant notamment de contribuer fortement à la stratégie de développement d'acteurs industriels majeurs comme Thales DMS, SERMA, AMCAD Engineering présents en Nouvelle Aquitaine.

Le second objectif est structurant pour les deux laboratoires de la Nouvelle Aquitaine IMS et XLIM. En effet, ce projet doit permettre au Laboratoire IMS de Bordeaux et XLIM de Limoges de pouvoir travailler conjointement et en synergie sur un projet faisant appel à de nombreuses compétences multi-physiques (électronique, électromagnétisme, thermique, thermo-mécanique, packaging, fiabilité..., Si, SiGe, GaN,...)

La mise en place à très court terme de cette ligne industrielle nécessite tout le savoir-faire et le développement des 2 laboratoires de la Nouvelle Aquitaine que sont IMS Bordeaux et XLIM qui ont été choisis.

Mon rôle consiste à porter et coordonner ce projet entre IMS, XLIM et UMS via un appel à projets commun auprès de la Région Nouvelle Aquitaine. Le projet a été déposé en janvier 2020. Je co-dirigerai également une des thèses liées au projet avec mon collègue Jean-Christophe Nallatamby.

Nous proposons donc pour couvrir ce projet 6 sujets de thèses et 2 années postdoctorales :

- Mesure et Modélisation multi-physiques de dispositifs GaN pour la co-intégration SiP et SoC : Co-direction : J.C Nallatamby, R. Sommet
- Plateforme de modélisation de SIP pour l'intégration 3D de composants GaN
 & Si : Co-Direction : E. Ngoya, S. Mons
- Contribution à l'étude et à la conception d'amplificateurs de puissance millimétrique à base de Nitrure de Gallium pour des applications 5 G : Direction : Denis Barataud
- Réseau d'antenne en bande Ka en réception avec circuits d'amplification et de commandes intégrés : Co - Direction : C. Menudier, J. Lintignat
- Driver SiGe millimétrique d'un amplificateur de puissance en technologie GaN pour applications 5G : Direction : E. Kerhervé
- Evaluation de la fiabilité sous contraintes environnementales d'assemblage 3D de circuits RF GaN/S : Co-Direction : N. Labat, H. Frémont, N. Malbert
- Post Doc 1 : Linéarisation analogique d'amplificateur de puissance GaN aux fréquences millimétriques : Co-Direction : S.Mons, E. Ngoya, J.M. Nebus, P. Medrel
- Post Doc 2 : développement de circuits déphaseurs auto-reconfigurables :

Co-direction : Olivier Tantot, Guillaume Neveux, Stéphane Bila

Le projet SMART3 devrait conduire nos partenaires industriels d'une TRL 3 vers une TRL 4/5 pendant la partie R&D. Il est également en discussion une partie Qualification et montée en puissance pour atteindre une TRL7 à l'horizon 2025.

4.3.5 Modélisation multiphysiques Electromagnétique et thermomécanique

Dans le cadre de la thèse de Thibault Charlet thésard XLIM, co-dirigée par Nicolas Delhote et Olivier Tantot, mais à laquelle je participe également, nous travaillons sur des filtres à fort facteur de qualité reportables en surface sur des cartes de type PCB. L'environnement de ces filtres fait qu'ils sont soumis à des contraintes thermiques à même de provoquer des contraintes mécaniques, ce qui modifient les bandes d'accord des filtres même si les matériaux ne possèdent un coefficient de dilatation thermique que de quelques ppm; l'influence sur les performances électriques du dispositif étant très sensible. Thibault Charlet a essayé en début de thèse d'utiliser les outils commerciaux comme CST et ANSYS dans le cadre d'une analyse multiphysiques suivant le schéma de la figure 4.3.3.

Il s'avère que les logiciels de simulation ne répondent pas correctement et qu'il est difficile d'effectuer une simulation multiphysiques des dispositifs. Thibault Charlet a donc choisi la solution fabrication et test en température afin de caractériser ses structures et trouver des solutions technologiques permettant de minimiser l'influence de la dilatation sur les performances électriques. Lors de ses tentatives de simulations couplées, il n'a pas réussi à obtenir de résultats probants et comparables à ceux obtenus en mesures. Il n'a malheureusement pas pu passer plus de temps sur la simulation compte tenu d'une contrainte avec le partenaire industriel Thales Alenia Space. Il reste donc sur cet aspect un travail important à accomplir. J'espère pouvoir proposer une thèse afin d'étudier cette problématique. Les variations mécaniques étant faibles, je pense qu'il faut procéder comme on le fait avec des signaux électriques pour un petit signal autour d'un point de polarisation. Il ne faut pas avoir à remailler à chaque fois la structure mais pouvoir appliquer des déformations sur un maillage existant. La solution doit pouvoir ainsi être plus précise et plus rapide à obtenir.



FIGURE 4.3.3 – Simulation EM/thermomécanique

Conclusion

J'ai présenté dans ce mémoire un résumé succint des travaux accomplis depuis une vingtaine d'années au laboratoire XLIM. Nous avons été parmi les pionniers dans le domaine de la mesure/modélisation/simulation électrothermique de composants non linéaires, que cela soit pour des HBT, des pHEMT AsGa, ou aujourd'hui des HEMT GaN. Nous avons su mettre en place au fil des années des techniques de mesures adaptées aux divers composants grâce notamment à un riche savoir faire parmi lequel on peut citer : mesures IV en impulsion, mesures « loadpull », calibrations spécifiques, très bonnes connaissances et compréhension des phénomènes non linéaires dans les composants.

J'ai été à l'origine de la simulation physique au sein de C2SNL avec le couplage d'un simulateur physique de HBT (HETSI) à la simulation circuit par équilibrage harmonique.

J'ai ensuite été également à l'origine au sein de C2SNL et même d'XLIM de la mise en place de simulation thermique par éléments finis et des méthodes de réduction d'ordre de modèles thermiques adaptés à une utilisation multiphysique pour la simulation circuit ou système.

Tout cela a été possible grâce notamment à nos laboratoires communs qui sont une richesse et qui m'ont permis des échanges privilégiés avec le milieu industriel : UMS, III-V Lab, TAS, ESA, AMCAD, Freescale, ST Microelectronique,...

En effet, grâce à cela, nous avons eu accès à des composants parfois de laboratoire et surtout des informations confidentielles sur la structure des composants pour nous permettre d'effectuer la simulation des structures et ainsi valider nos procédures de simulation et réduction d'ordre avec nos systèmes de mesures.

Depuis quelques années, l'approche simulation est différente dans les laboratoires. Nous ne concevons plus de logiciels comme par le passé mais nous utilisons des logiciels commerciaux dans lesquels nous pouvons plus ou moins interagir afin de comprendre les phénomènes que nous mesurons par ailleurs.

Mes objectifs pour le futur sont clairs. Il s'agit tout d'abord de compléter notre panoplie d'outils de mesures en développant notre savoir-faire autour de la mesure de température par thermoréflectance. Nous avons acquis le matériel, il reste à développer maintenant cette compétence et comparer les resultats obtenus à l'existant, qu'ils soient issus de la simulation ou de la mesure électrique.

Nous aurons accès à une mesure spatiale et temporelle de la température avec une très grande résolution et surtout une complémentarité avec ce que nous faisons électriquement qui est souvent dédié à une technologie donnée (h12, Ron, Zth, 3ω ...).

Il est également très important de pouvoir proposer des solutions permettant d'obtenir l'impédance thermique d'un transistor ou d'un circuit lorsque l'on n'a pas accès aux données techniques et cela rapidement.

Le développement de solutions de simulations avancées est également très important pour comprendre l'origine des effets parasites que nous mesurons.

J'espère voir arriver bientôt sur le marché de nouvelles technologies de composants. La montée en fréquence des HEMT passe par une diminution de la longueur de grille. Comment contrôler un flux d'électrons important à l'aide d'une grille qui ressemble de plus à une pointe et qui provoque d'importants phénomènes parasites annexes difficiles à simuler?

Je pense que d'un point de vue thermique, c'est également le moment de proposer autre chose que de la simulation classique de Fourier pour les transistors nanométriques. En effet, il y a bien longtemps que les limites dans nos transistors sont atteintes. Lorsque le système étudié est si petit et que les échelles de temps et d'espace caractéristiques du système sont de l'ordre de grandeur du libre parcours moyen et du temps de collision, le régime qui était diffusif devient alors balistique et les lois connues n'ont plus de validité[161]. De plus, Chen [182] rappelle par exemple que la loi de Fourier sous-estime toujours l'élévation de température au proche voisinage de sources de chaleur nanométriques. Il est temps de faire évoluer notre approche, mais cela nécessitera un gros travail de fond.

Bibliographie

- [1] D. Siriex, Modélisation non linéaire des mesfets sur carbure de silicium pour l'amplification de puissance micro-ondes. PhD thesis, 2000. 2000LIMO0002.
- [2] D. Siriex, R. Sommet, O. Noblanc, C. Arnodo, C. Brylinski, and R. Quéré, "Couplage direct d'un modèle physique analytique de Transistor à Effet de Champ sur Carbure de Silicium avec un simulateur de circuit en équilibrage harmonique," in *11èmes Journées Nationales Microondes*, JNM, 1999.
- [3] D. Siriex, D. Barataud, R. Sommet, O. Noblanc, Z. Ouarch, C. Brylinski, J. P. Teyssier, and R. Quere, "Characterization and modeling of nonlinear trapping effects in power SiC MESFETs," in *Microwave Symposium Digest.*, 2000 IEEE MTT-S International, pp. 765–768 vol.2, 2000.
- [4] D. Lopez, Intégration dans un environnement de simulation circuit d'un modèle électrothermique de transistor bipolaire à hétérojonction issu de simulations thermiques tridimensionnelles. PhD thesis, 2002. 2002LIMO0007.
- [5] E. Byk, D. Lopez, D. Baillargeat, S. Verdeyme, R. Quere, R. Sommet, P. Guillon, E. Laporte, and M. Soulard, "Electrothermal modeling of multifingered PHEMTs applying a global approach," in *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, pp. 2085–2088, 2002.
- [6] D. Lopez, R. Sommet, and R. Quéré, "Modélisation thermique tridimensionnelle de TBH et technique de réduction pour la simulation circuit," in 12èmes Journées Nationales Microondes, 2001.
- [7] D. Lopez, R. Sommet, and R. Quéré, "Spice thermal subcircuit of multifinger HBT derived from ritz vector technique of 3D thermal simulation for electrothermal modelling," in *Gaas*, (London), pp. 207–210, 2001.
- [8] R. Sommet, D. Lopez, and R. Quéré, "Electrothermal harmonic balance simulation of an InGaP/GaAs HBT based on 3D thermal and semiconductor transport models," in *Gaas*, (PARIS), pp. 516–519, 2000.
- [9] R. Sommet, D. Lopez, and R. Quéré, "Analyse de la stabilité thermique d'un transistor bipolaire à hétérojonction GaInP/GaAs à l'aide d'une implémentation parallèle d'un simulateur couplé à un simulateur de circuit," in NUMELEC, (POITIERS), NUMELEC, 2000.

- [10] R. Sommet, D. Lopez, and R. Quéré, "Transient Analysis of Collector Current Collapse In Power HBTs," in *Gaas*, (MILAN), EuMW, 2002.
- [11] Modélisation thermique tridimensionnelle de TBH et technique de réduction pour la simulation circuit, 2001.
- [12] Z. Riah, Plate-forme SCILAB de simulation intégrée circuits/composants. PhD thesis, 2005. 2005LIMO0012.
- [13] Z. Riah, R. Sommet, and R. Quéré, "Approche clients-serveurs sur la grille de calcul pour la simulation intégrée," in 13èmes Journées Nationales Microondes, (Lille France), p. 6A2, JNM, 2003.
- [14] J. C. Nallatamby, R. Sommet, M. Prigent, J. Obregon, and Z. Riah, "Modélisation des composants semi-conducteurs et de leurs sources de bruit basse fréquence, outils et méthodes de conception, pour la CAO non linéaire des oscillateurs HF," in AS bruit, (La Grande Motte (France)), AS bruit, 2004.
- [15] Z. Riah, R. Sommet, J. Nallatamby, M. Prigent, and J. Obregon., "Ensemble d'outils cohérents pour la simulation physique et la caractérisation du bruit dans les composants semi-conducteurs dédié à la CAO des circuits microondes non linéaires," Workshop AS bruit, 2004.
- [16] Z. Riah, R. Sommet, and R. Quéré, "Boite à outil Scilab simulation-physique circuit : comparaison des méthodes non linéaires temporelle et fréquencielle," in 14èmes Journées Nationales Microondes, vol. 2E7, (Nantes (France)), JNM, 2005.
- [17] Z. Riah, R. Sommet, J. C. Nallatamby, M. Prigent, and J. Obregon, "Coherent Tools for Physics-Based Simulation and Characterization of Noise in Semiconductor devices oriented to Nonlinear Microwave Circuit CAD," in *Noise in Devices and Circuit II*, (Maspalomas Gran Canaria, Spain), pp. 507– 518, SPIE, 2004.
- [18] E. Gatard, Analyse des phénomènes physiques dans les diodes p-i-n : contribution à la modélisation électrothermique pour les applications de puissance RF et hyperfréquences. PhD thesis, 2006. 2006LIMO0065.
- [19] E. Gatard, R. Sommet, C. Chang, P. Bouysse, and R. Quéré, "Modèle thermique non linéaire pour composants microondes de puissance," in 14èmes Journées Nationales Microondes, (Nantes (France)), p. 2E4, 2005.
- [20] E. Gatard, R. Sommet, and R. Quere, "Nonlinear Thermal Reduced Model for Power Semiconductor Devices," in *Thermal and Thermomechanical Proceedings 10th Intersociety Conference on Phenomena in Electronics Systems*, 2006. ITHERM 2006., pp. 638–644, IEEE, 2006.
- [21] E. Gatard, P. Bouysse, R. Sommet, R. Quéré, J.-m. M. Bureau, P. Ledieu, M. Stanislawiak, C. Tolant, and R. Quere, "A Physics-Based Nonlinear Mo-

del of Microwave P-I-N Diode for CAD," in 2006 European Microwave Integrated Circuits Conference, pp. 285–288, IEEE, sep 2006.

- [22] E. Gatard, P. Bouysse, R. Sommet, R. Quéré, M. Stanislawiak, C. Tolant, and J. Bureau, "Simulation d'un limiteur bande S forte puissance a l'aide d'un nouveau modèle non-linéaire de diodes p-i-n.," in 15èmes Journées Nationales Microondes, may 2007.
- [23] E. Gatard, R. Sommet, P. Bouysse, R. Quere, M. Stanislawiak, and J.-M. Bureau, "High power S band limiter simulation with a physics-based accurate nonlinear PIN diode model," in 2007 European Microwave Integrated Circuit Conference, pp. 72–75, IEEE, oct 2007.
- [24] Modèle thermique non linéaire pour composants microondes de puissance, (Nantes (France)), JNM, 2005.
- [25] E. Gatard, P. Bouysse, R. Sommet, R. Quere, M. Stanislawiak, C. Tolant, and J. M. Bureau, "Simulation d'un limiteur bande S forte puissance a l'aide d'un nouveau modèle non-linéaire de diodes p-i-n.," in 15èmes Journées Nationales Microondes., May 2007.
- [26] D. Muller, Optimisation des potentialités d'un transistor LDMOS pour l'intégration d'amplificateur de puissance RF sur silicium. PhD thesis, 2006. 2006LIMO0041.
- [27] D. Muller, A. Giry, C. Amaud, C. Arricastres, R. Sommet, B. Szelag, A. Monroy, and D. Pache, "LDMOSFET and SiGe :C HBT integrated in a 0.25μm BiCMOS technology for RF-PA applications," in *Bipolar/BiCMOS Circuits* and Technology, 2004. Proceedings of the 2004 Meeting, pp. 168–171, IEEE, 2004.
- [28] D. Muller, A. Giry, F. Judong, C. Rossato, F. Blanchet, B. Szelag, A. Monroy Aguirre, R. Sommet, D. Pache, and O. Noblanc, "High Performance 15-V Novel LDMOS Transistor Architecture in a 0.25µm BiCMOS Process for RF Power Applications.," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 54, pp. 861–868, 2007.
- [29] D. Muller, A. Giry, C. Arnaud, C. Arricastres, R. Sommet, B. Szelag, A. Monroy, and D. Pache, "LDMOSFET and SiGeC HBT integrated in a 0.25um BiCMOS technology for RF-PA applications," in *BCTM*, 2004.
- [30] M. Quinsat, D. Gusakova, J. F. Sierra, J. P. Michel, D. Houssameddine, B. Delaet, M. C. Cyrille, U. Ebels, B. Dieny, L. D. Buda-Prejbeanu, J. A. Katine, D. Mauri, A. Zeltser, M. Prigent, J. C. Nallatamby, and R. Sommet, "Amplitude and phase noise of magnetic tunnel junction oscillators," *Applied Physics Letters*, vol. 97, no. 18, p. 182507, 2010.
- [31] S. Heckmann, Contribution au développement d'une filière de transistors bipolaires à hétérojonction de très forte puissance en bandes L et S pour

applications de télécommunications civiles et radar. PhD thesis, 2003. 2003LIMO0029.

- [32] S. Heckmann, R. Sommet, J.-M. M. Nebus, J.-C. C. Jacquet, D. Floriot, P. Auxemery, R. Quere, and R. Quéré, "Characterization and modeling of bias dependent breakdown and self-heating in GaInP/GaAs power HBT to improve high power amplifier design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 2811–2819, dec 2002.
- [33] C. Chang, Amélioration de modèles électroniques de composants de puissance de type TBH ou pHEMT et application à la conception optimale de modules actifs pour les radars. PhD thesis, 2004. 2004LIMO0014.
- [34] C. Chang, R. Sommet, P. Dueme, R. Quéré, and Y. Mancuso, "Modélisation thermique et technique de réduction pour la simulation de composants de puisance en régime transitoire," in 13èmes Journées Nationales Microondes (JNM, ed.), (Lille), 2003.
- [35] C. Chang, R. Sommet, R. Quéré, and P. Dueme, "Non Linear reduced model for microwave circuits analysis," in *European Microwave Conference* (*EuMC*), (Amsterdam (Hollande)), pp. 579–582, 2004.
- [36] M. Guyonnet, Modélisation electrothermique non linéaire de transistors de puissance LDMOS : Application à la détermination de règles d'échelle. PhD thesis, 2005. 2005LIMO0005.
- [37] M. Guyonnet, R. Sommet, R. Quere, and G. Bouisse, "Non-linear electro thermal model of LDMOS power transistor coupled to 3D thermal model in a circuit simulator," in *Proceedings of the 2003 Bipolar/BiCMOS Circuits* and Technology Meeting (IEEE Cat No 03CH37440) BIPOL-03, pp. 11–14, IEEE, 2003.
- [38] M. Guyonnet, R. Quéré, R. Sommet, and G. Bouisse, "Non linear electrothermal modelisation of LDMOS power transistor : on the definition scaling rules," in *Congrès RF Hyper* (R. Hyper, ed.), (PARIS), 2005.
- [39] M. Guyonnet, R. Sommet, R. Quéré, and G. Bouisse, "Modélisation électrothermique non linéaire de transistors LDMOS de puissance, couplée à un modèle thermique 3D au sein d'un simulateur circuit," in 13èmes Journées Nationales Microondes, (Lille France 2003), p. 6A6, JNM, 2003.
- [40] A. Xiong, Modélisation électrothermique distribuée de TBH et lois d'échelle pour application RF de puissance. PhD thesis, 2008. Thèse de doctorat dirigée par Sommet, Raphaël et Quéré, Raymond Électronique des hautes fréquences et optoélectronique. Télécommunications Limoges 2008.
- [41] R. Quéré, O. Jardel, A. Xiong, M. Oualli, T. Reveyrand, J.-P. Teyssier, R. Sommet, J. Jacquet, and S. Piotrowicz, "Nonlinear characterization and

modeling of low frequency dispersive effects in power transistors," in *IMS* 2009 Workshop, WMB, 2009.

- [42] S. Rochette, J.F. Villemazet, A. Plaza, O. Vendier, C. Drevon, J.L. Cazaux, N. Le Gallou, P. Fellon, L. Favede, R. Sommet, A. Xiong, T. Gasseling, C. Charbonniaud, M. Massiot, S. Rochette, J. F. Villemazet, A. Plaza, O. Vendier, A. Drevon, J. L. Cazaux, N. Le Gallou, P. Fellon, L. Favède, R. Sommet, A. Xiong, T. Gasseling, and C. Charbonniaud, "Spaceborne L Band High Efficiency 65W SSPA Demonstrator for Navigation and Radar Applications," in *ESA Microwave Technology and Techniques Workshop*, (Amsterdam Pays-Bas), apr 2008.
- [43] R. Sommet, A. Xiong, A. A. L. De Souza, and R. Quere, "Dual approach for bipolar transistor thermal impedance determination," *Microelectronics Journal*, vol. 41, no. 9, pp. 554–559, 2010.
- [44] A. Xiong, A. A. Lisboa De Souza, R. Sommet, R. Quéré, and B. Barbalat, "Détermination d'impédance thermique de TBH SiGe par mesures électriques basses fréquences," in 15èmes Journées Nationales Microondes, may 2007.
- [45] A. Xiong, R. Sommet, O. Jardel, T. Gasseling, A. de Souza, R. Quere, and S. Rochette, "An Electrothermal Model of High Power HBTs for High Efficiency L/S Band Amplifiers," in 2008 European Microwave Integrated Circuit Conference, pp. 318–321, IEEE, oct 2008.
- [46] A. Xiong, R. Sommet, A. de Souza, and R. Quere, "Dual approach for HBT thermal impedance," in 2008 14th International Workshop on Thermal Inveatigation of ICs and Systems, pp. 190–194, IEEE, sep 2008.
- [47] A. Xiong, R. Sommet, A. de Souza, and R. Quéré, "Thermal Modelling of Microwave Bipolar Transistor from 3D finite Element Simulation," ESA Microwave Technology and Techniques Workshop, apr 2008.
- [48] A. Xiong, A. A. Lisboa De Souza, R. Sommet, R. Quere, and B. Barbalat, "Détermination d'impédance thermique de TBH SiGe par mesures électriques basses fréquences," in 15ème Journées Nationales Micro-ondes, (TOULOUSE, France), May 2007.
- [49] R. Sommet, A. A. L. de Souza, A. Xiong, J. Obregon, J. Nallatamby, M. Prigent, and R. Quere, "On the determination of the thermal impedance of microwave bipolar transistors," in 2010 12th IEEE Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, pp. 1–8, IEEE, jun 2010.
- [50] A. Déchansiaud, Conception, modélisation et caractérisation de cellules de puissance innovantes en technologie MMIC pour des applications spatiales. PhD thesis, 2012. 2012LIMO4056.
- [51] A. Déchansiaud, R. Sommet, T. Reveyrand, D. Bouw, C. Chang, M. Camiade, F. Deborgies, and R. Quéré, "Design, modeling and characterization of MMIC integrated cascode cell for compact Ku-band power amplifiers," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 5, pp. 261– 269, may 2013.
- [52] A. Déchansiaud, R. Sommet, T. Reveyrand, R. Quere, D. Bouw, C. Chang, M. Camiade, and F. Deborgies, "Design of an Integrated Cascode Cell for Compact Ku-Band Power Amplifiers.," in *Proceedings of the 42st European Microwave Conference, EuMW 2012*, (Amsterdam, Norway), pp. pp.1091– 1094, Oct. 2012.
- [53] A. Déchansiaud, R. Sommet, T. Reveyrand, C. Chang, D. Bouw, M. Camiade, F. Deborgies, and R. Quere, "Nouvelles cellules de puissance compactes pour des applications bande Ku en technologie MMIC," in 17eme Journées Nationales Micro-ondes (JNM), 2011.
- [54] A. Déchansiaud, R. Sommet, T. Reveyrand, R. Quere, C. Chang, D. Bouw, M. Camiade, and F. Deborgies, "New compact power cells for Ku band applications," in *Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits* (INMMIC 2011),, (Vienne, Austria), pp. 41–44, Apr. 2011.
- [55] J. Mazeau, Modélisation électrothermique comportementale dynamique d'amplificateurs de puissance microondes pour les applications radars. PhD thesis, 2007. 2007LIMO4020.
- [56] J. Mazeau, R. Sommet, D. Caban-Chastas, E. Gatard, R. Quere, and Y. Mancuso, "Behavioral Thermal Modeling for Microwave Power Amplifier Design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, pp. 2290–2297, Nov. 2007.
- [57] J. Mazeau, R. Sommet, D. Caban-Chastas, R. Quere, and Y. Mancuso, "Modélisation électrothermique comportementale d'amplificateur de puissance pour des applications RADAR.," in 15èmes Journées Nationales Microondes, (Toulouse, France), May 2007.
- [58] J. Mazeau, R. Sommet, D. Caban-Chastas, E. Gatard, and R. Quere, "New Electrothermal System Level Model for RF Power Amplifier," in *EuMIC*, (MUNICH, Germany), pp. pp. 48–51, Oct. 2007.
- [59] F. Besombes, Modélisation électrothermique comportementale d'amplicateurs de puissance microondes pour les applications Radars à bande étroite. PhD thesis, 2012. 2012LIMO4002.
- [60] F. Besombes, J. Mazeau, J.-P. Martinaud, Y. Mancuso, R. Sommet, S. Mons, and E. Ngoya, "Electro-thermal Behavioral Modeling of RF Power Amplifier taking into account Load-pull Effects for Narrow Band Radar Appli-

cation," in Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2011 European, pp. 264–267, 2011.

- [61] F. Besombes, J. Mazeau, R. Sommet, S. Mons, E. Ngoya, and J.-P. Martinaud, "Modélisation électrothermique comportementale d'amplificateur de puissance avec prise en compte de l'effet load pull pour des applications radar à bande étroite," in 17èmes Journées Nationales Microondes - JNM 2011, 2011.
- [62] F. Besombes, R. Sommet, J. Mazeau, E. Ngoya, and J.-P. Martinaud, "Implementation of electrothermal system-level model for RF power amplifiers in Scilab/Scicos environment," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 1, p. 489, jan 2010.
- [63] F. Besombes, R. Sommet, J. Mazeau, E. Ngoya, and J.-P. Martinaud, "Intégration d'un modèle électrothermique comportemental d'amplificateur de puissance RF sous l'environnement ouvert simulation système SCI-LAB/SCICOS," 16emes Journées Nationales Microondes, 2009.
- [64] F. Besombes, E. Ngoyay, J. Mazeau, R. Sommet, S. Mons, and J.-P. Martinaud, "Electrothermal behavioral model identification and validation from time domain load pull measurement of a RF power amplifier," in 2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1–3, IEEE, jun 2012.
- [65] C. Teyssandier, Contribution à la modélisation non-linéaire de transistors de puissance HEMT pseudomorphiques sur substrat AsGa : analyse des effets parasites. PhD thesis, 2008. 2008LIMO4004.
- [66] C. Teyssandier, C. Chang, E. Leclerc, B. Carnez, F. de Groote, R. Sommet, J.-P. Teyssier, and R. Quere, "Characterization and Modeling of Impact Ionization Effects on Small and Large Signal Characteristics of Al-GaAs/GaInAs/GaAs PHEMTs," in 2008 European Microwave Integrated Circuit Conference, pp. 119–122, IEEE, oct 2008.
- [67] G. Mouginot, Potentialités des transistors HEMTs AlGaN-GaN pour l'amplification large bande de fréquence : Effets limitatifs et modélisation. PhD thesis, 2011. 2011LIMO4056.
- [68] G. Mouginot, R. Sommet, R. Quere, Z. Ouarch, S. Heckmann, and M. Camiade, "Thermal and trapping phenomena assessment on AlGaN/GaN microwave power transistor," in *Microwave Integrated Circuits Conference (Eu-MIC)*, 2010 European, (Paris, France), pp. 110–113, Sept. 2010.
- [69] R. Sommet, G. Mouginot, R. Quere, Z. Ouarch, S. Heckmann, and M. Camiade, "Thermal modeling and measurements of AlGaN/GaN HEMTs including Thermal Boundary Resistance," in *European Microwave Conference* (*EuMC*), pp. 1–5, 2010.

- [70] R. Sommet, G. Mouginot, R. Quere, Z. Ouarch, and M. Camiade, "Thermal modeling and measurements of AlGaN/GaN HEMTs including thermal boundary resistance," *Microelectronics Journal*, vol. 43, no. 9, pp. 611–617, 2012.
- [71] R. Sommet, G. Mouginot, R. Quere, Z. Ouarch, S. Heckmann, and M. Camiade, "Thermal modeling and measurements of AlGaN/GaN HEMTs including Thermal Boundary Resistance," in *Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC), 2010 16th International Workshop on*, (Barcelona, Spain), pp. 1–5, Oct. 2010.
- [72] G. Mouginot, R. Sommet, R. Quere, Z. Ouarch, S. Heckmann, and M. Camiade, "Thermal and trapping phenomena assessment on AlGaN/GaN microwave power transistor," in *ITherm 2010.*, pp. 110–113, 2010.
- [73] M. Avcu, Caractérisation des effets parasites dans les HEMTs GaN : développement d'un banc de mesure 3ω. PhD thesis, 2014. 2014LIMO0048.
- [74] M. Avcu, R. Sommet, J. Teyssier, G. Callet, A. El-Rafei, and R. Quere, "Measurement of thermal impedance of GaN HEMTs using 3 method," *Electronics Letters*, vol. 48, no. 12, p. 708, 2012.
- [75] M. Avcu and R. Sommet, "Measurement of the thermal impedance of GaN HEMTs using "the 3ω method"," in *Therminic*, (Budapest), pp. 1–4, 2012.
- [76] M. Avcu, R. Sommet, J. P. Teyssier, and R. Quéré, "Caractérisation électrique de d'impédance thermique des transistors HEMTs GaN en utilisant la méthode "3 ω"," 18èmes Journées Nationales Microondes, 2013.
- [77] A. Mustafa, S. Raphael, C. Guillaume, J. P. Teyssier, and Q. Raymond, "Understanding parasitic effects to improve the 3ω measurement of GaN HEMTs thermal impedance," in *Thermomechanical Phenomena in Electronic Sys*tems -Proceedings of the Intersociety Conference, pp. 942–946, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., sep 2014.
- [78] A. Mustafa, S. Raphael, and Q. Raymond, "Influence of parasitic effects of the '3ω' measurement setup to improve the determination of GaN HEMTs thermal impedance," in European Microwave Week 2014 : "Connecting the Future", EuMW 2014 - Conference Proceedings; EuMIC 2014 : 9th European Microwave Integrated Circuits Conference, pp. 9–12, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., dec 2014.
- [79] N. k. Subramani, Physics-based TCAD device simulations and measurements of GaN HEMT technology for RF power amplifier applications. PhD thesis, 2017. 2017LIMO0084.
- [80] J. Couvidat, N. K. Subramani, A. Al Hajjar, J.-C. Nallatamby, R. Sommet, N. Deltimple, and R. Quéré, "Identification de pièges dans le buffer

des HEMTs AlGaN/GaN basée sur des mesures de paramètres S basse fréquence et sur des simulations physiques," in 20èmes Journées Nationales Microondes, (Saint-Malo, France), may 2017.

- [81] A. K. Sahoo, N. K. Subramani, J. C. Nallatamby, R. Sommet, R. Quéré, N. Rolland, and F. Medjdoub, "Thermal analysis of AlN/GaN/AlGaN HEMTs grown on Si and SiC substrate through TCAD simulations and measurements," in *EuMIC 2016 - 11th European Microwave Integrated Circuits Conference*, pp. 145–148, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., dec 2016.
- [82] N. K. Subramani, A. K. Sahoo, J. C. Nallatamby, R. Sommet, N. Rolland, F. Medjdoub, and R. Quéré, "Characterization of Parasitic Resistances of AlN/GaN/AlGaN HEMTs Through TCAD-Based Device Simulations and On-Wafer Measurements," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, pp. 1351–1358, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., may 2016.
- [83] N. K. Subramani, J. C. Nallatamby, A. K. Sahoo, R. Sommet, R. Quéré, and B. Bindu, "A physics based analytical model and numerical simulation for current-voltage characteristics of microwave power AlGaN/GaN HEMT," in 2016 IEEE MTTS International Microwave and RF Conference, IMaRC 2016 - Proceedings, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., jun 2016.
- [84] N. K. Subramani, A. K. Sahoo, J. C. Nallatamby, R. Sommet, and R. Quéré, "Systematic study of traps in AlN/GaN/AlGaN HEMTs on SiC substrate by numerical TCAD simulation," in 2016 12th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics, PRIME 2016, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., jul 2016.
- [85] N. K. Subramani, J. Couvidat, A. A. Hajjar, J. C. Nallatamby, R. Sommet, and R. Quere, "Identification of GaN Buffer Traps in Microwave Power AlGaN/GaN HEMTs Through Low Frequency S-Parameters Measurements and TCAD-Based Physical Device Simulations," *IEEE Journal of the Electron Devices Society*, vol. 5, pp. 175–181, may 2017.
- [86] N. K. Subramani, M. Bouslama, R. Sommet, and J.-C. Nallatamby, "Time Domain Drain Lag Measurement and TCAD based Device Simulations of Al-GaN/GaN HEMT : Investigation of Physical Mechanism," in 14th European Microwave Microwave Conference, (Paris), 2019.
- [87] M. Bouslama, A. Al Hajjar, R. Sommet, F. Medjdoub, and J.-C. Nallatamby, "Characterization and Electrical Modeling Including Trapping Effects of AIN/GaN HEMT 4×50μm on Silicon Substrate," in 2018 13th European

Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), pp. 333–336, IEEE, sep 2018.

- [88] M. Bouslama, J. Couvidat, A. Al Hajjar, R. Sommet, and J. C. Nallatamby, "Novel AlN/GaN HEMT Electrical Model including Trapping Effects," in International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits, INMMIC 2018 - Proceedings, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., aug 2018.
- [89] M. Bouslama, V. Gillet, C. Chang, J. C. Nallatamby, R. Sommet, M. Prigent, R. Quere, and B. Lambert, "Dynamic Performance and Characterization of Traps Using Different Measurements Techniques for the New AlGaN/GaN HEMT of 0.15- μm Ultrashort Gate Length," *IEEE Transactions on Micro*wave Theory and Techniques, vol. 67, pp. 2475–2482, jul 2019.
- [90] M. Bouslama, C. Chang, R. Sommet, and J.-C. Nallatamby, "Extraction de la signature des pièges sur les HEMT GaN à courte longueur de grille en utilisant deux techniques de mesures différentes," in *Journées Nationales Microondes*, (CAEN), Journées Nationales Microondes, 2019.
- [91] M. Bouslama, R. Sommet, and J.-C. Nallatamby, "Characterization of Different Technologies of GaN HEMTs of 0,15 µm Ultra-Short Gate Length : Identification of Traps Using TCAD Based 2D Physics-based Simulation," in 14th European Microwave Microwave Conference, (PARIS), 2019.
- [92] M. Dieng, Evaluation des contraintes thermomécaniques dans un packaging plastique pour l'environnement spatial. PhD thesis, 2014. 2014LIMO4002.
- [93] M. Dieng, A. El Rafei, R. Sommet, and R. Quere, "Electro-thermal modeling and measurements of SiGe HBTs," in *Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC), 2012 18th International Workshop on*, (Budapest, France), pp. 1–4, Sept. 2012.
- [94] A. Saleh, A. K. El Rafei, M. Dieng, T. Reveyrand, R. Sommet, J.-M. Nebus, and R. Quere, "Compact RF non-linear electro thermal model of SiGe HBT for the design of broadband ADC's," *International Journal of Microwave* and Wireless Technologies, vol. 4, pp. 569–578, aug 2012.
- [95] R. Sommet and E. Ngoya, "Full implementation of an implicit nonlinear model with memory in an harmonic balance software," *IEEE Microwave* and Guided Wave Letters, vol. 7, pp. 153–155, jun 1997.
- [96] R. Sommet, C. Chang, R. Quéré, and P. Dueme, "Model order reduction of linear and nonlinear 3D thermal finite-element description of microwave devices for circuit analysis," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 15, no. 5, pp. 398–411, 2005.

- [97] J. C. Nallatamby, R. Sommet, O. Jardel, S. Laurent, M. Prigent, and R. Quere, "A microwave modeling oxymoron? : Low-frequency measurements for microwave device modeling," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, no. 4, pp. 92–107, 2014.
- [98] J. C. Nallatamby, R. Sommet, S. Laurent, M. Prigent, R. Quere, and O. Jardel, "A Microwave Modeling Oxymoron? : Low-Frequency Measurements for Microwave Device Modeling," *Microwave Magazine*, *IEEE*, vol. 15, pp. 92– 107, June 2014.
- [99] R. Sommet, G. Mouginot, R. Quere, Z. Ouarch, and M. Camiade, "Thermal modeling and measurements of AlGaN/GaN HEMTs including thermal boundary resistance," *Microelectronics Journal*, vol. 43, no. 9, pp. 611–617, 2012.
- [100] A. El Rafei, A. Saleh, R. Sommet, J. M. Nebus, and R. Quere, "Experimental Characterization and Modeling of the Thermal Behavior of SiGe HBTs," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 59, pp. 1921–1927, jul 2012.
- [101] A. El Rafei, R. Sommet, and R. Quere, "Electrical Measurement of the Thermal Impedance of Bipolar Transistors," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 31, pp. 939–941, sep 2010.
- [102] M. Quinsat, D. Gusakova, J. F. Sierra, J. P. Michel, D. Houssameddine, B. Delaet, M.-C. Cyrille, U. Ebels, B. Dieny, L. D. Buda-Prejbeanu, J. A. Katine, D. Mauri, A. Zeltser, M. Prigent, J.-C. Nallatamby, and R. Sommet, "Amplitude and phase noise of magnetic tunnel junction oscillators," *Applied Physics Letters*, vol. 97, no. 18, p. 182507, 2010.
- [103] E. Gatard, R. Sommet, P. Bouysse, and R. Quere, "An Improved Physics-Based Formulation of the Microwave p-i-n Diode Impedance," *IEEE Micro*wave and Wireless Components Letters, vol. 17, pp. 211–213, Mar. 2007.
- [104] D. Muller, A. Giry, F. Judong, C. Rossato, F. Blanchet, B. Szelag, A. Monroy Aguirre, R. Sommet, D. Pache, and O. Noblanc, "High-Performance 15-V Novel LDMOS Transistor Architecture in a 0.25- <formula formulatype="inline"><tex>\${m}\$</tex></formula> BiCMOS Process for RF-Power Applications," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 54, pp. 861–868, apr 2007.
- [105] S. Heckmann, R. Sommet, J. M. Nebus, J. C. Jacquet, D. Floriot, P. Auxemery, and R. Quere, "Characterization and modeling of bias dependent breakdown and self-heating in GaInP/GaAs power HBT to improve high power amplifier design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 2811–2819, Dec. 2002.

- [106] R. Sommet and E. Ngoya, "Full implementation of an implicit nonlinear model with memory in an harmonic balance software," *IEEE Microwave* and Guided Wave Letters, vol. 7, pp. 153–155, June 1997.
- [107] E. Ngoya, R. Sommet, R. Quere, and A. Suárez, "Steady state analysis of free or forced oscillators by harmonic balance and stability investigation of periodic and quasiperiodic regimes," *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, pp. 210–223, May 1995.
- [108] A. Suarez, J. C. Sarkissian, R. Sommet, E. Ngoya, and R. Quere, "Stability analysis of analog frequency dividers in the quasi-periodic regime," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 4, pp. 138–140, May 1994.
- [109] R. Quéré, O. Jardel, R. Sommet, S. Piotrowicz, and J.-P. Teyssier, "Self heating and trap characterization and simulation for large signal GaN transistors modeling," in *IMS 2015*, (Phoenix, Unknown Region), 2015.
- [110] R. Quere, R. Sommet, P. Bouysse, T. Reveyrand, D. Barataud, J. P. Teyssier, and J. M. Nebus, "Low frequency parasitic effects in RF transistors and their impact on power amplifier performances," in WAMICON 2012 IEEE Wireless & Microwave Technology Conference, pp. 1–5, IEEE, apr 2012.
- [111] R. Sommet, "From 3D Thermal Simulation to the Thermal Model Integration into Circuit Simulator," in *TARGET Winter School*, 2005.
- [112] Implementation via a Model Order Reduction technique of physics-based nonlinear thermal models for global CAD, (Paris, France), EUMW, 2005.
- [113] J. C. Nallatamby, R. Sommet, M. Prigent, and J. Obregon, "Coherent Tools for Physics-Based Simulation and Characterization of Noise in Semiconductor devices oriented to Nonlinear Microwave Circuit CAD," in SPIE-2004 invited paper, 2004.
- [114] R. Quéré, M. Campovecchio, J. Rousset, R. Sommet, E. Ngoya, and J. Obregon, "Evolution des techniques de conception des circuits RF et microondes : intégration et expertise," in *11èmes Journées Nationales Microondes*, (Arcachon), p. 3Inv 1 pap, JNM, 1999.
- [115] M. Campovecchio, R. Sommet, J.-P. Teyssier, R. Quere, and J. Obregon, "Electrothermal modeling of semi-conductor devices for nonlinear RF and Microwave CAD," in *IEEE-MTTS Intermational Symposium on Microwave Theory and Techniques - Workshop on Nonlinear CAD*, (Denver, CO, United States), June 1997.
- [116] R. Sommet, J.-C. Nallatamby, E. Ngoya, and S. Mons, "Model Order Reduction for thermal FE Analysis and global electrothermal approach," *IMAPS*, 2019.

- [117] K. M. Ali, R. Sommet, S. Mons, and E. Ngoya, "Behavioral Electro-thermal Modeling of Power Amplifier for System-Level Design," in *International* Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits, INMMIC 2018 - Proceedings, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., aug 2018.
- [118] R. Sommet, "Thermal simulation modeling and measurements of GaN transistors," *IMAPS*, feb 2018.
- [119] F. Besombes, E. Ngoya, J. Mazeau, R. Sommet, S. Mons, and J.-P. Martinaud, "Electrothermal behavioral model identification and validation from time domain load pull measurement of a RF power amplifier," in *Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2012 IEEE MTT-S International, (Montreal, Canada), pp. 1–3, June 2012.
- [120] F. Besombes, J. Mazeau, J.-P. Martinaud, Y. Mancuso, R. Sommet, S. Mons, and E. Ngoya, "Electro-thermal Behavioral Modeling of RF Power Amplifier taking into accountLoad-pull Effects for Narrow Band Radar Application," in *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2011 European, (Manchester, United Kingdom), pp. 264–267, Oct. 2011.
- [121] R. Sommet, A. A. L. De Souza, A. Xiong, J. Obregon, J.-C. Nallatamby, M. Prigent, and R. Quere, "On The Determination of the Thermal Impedance of Microwave Bipolar Transistors," in *Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (ITherm), 2010 . The Twelveth Intersociety Conference*, (Las Vegas, United States), pp. 1–8, June 2010.
- [122] J. P. Teyssier, R. Sommet, D. Pogany, J. Kuzmik, and C. gaquiere, "Thermal measurements of microwave transistors and MMICs within TARGET NoE," in *TARGET Days : from Ideas to Results, in the frame of the International Conference ISMOT-2007*, (Roma, Italy), 2007.
- [123] E. Gatard, R. Sommet, P. Bouysse, and R. Quéré, "An improved physicsbased formulation of the microwave p-i-n diode impedance," *IEEE Micro*wave and Wireless Components Letters, vol. 17, pp. 211–213, mar 2007.
- [124] R. Sommet, R. Quéré, E. Ngoya, S. Mons, J. C. Nallatamby, T. Reveyrand, and A. Mallet, "Overwiew of research activities on the simulation of high frequency devices, circuits and systems using the Scilab/Scicos environment," in 1st SCILAB International Conferences (S. Conference, ed.), (Rocquencourt (France)), 2004.
- [125] J. C. Nallatamby, R. Sommet, M. Prigent, and J. Obregon, "Semiconductor device and noise sources modeling design methods and tools, oriented to nonlinear HF oscillator CAD," in *Noise in Devices and Circuit II* (SPIE, ed.), (Maspalomas Gran Canaria (Espagne)), pp. 373–389, SPIE, 2004.

- [126] R. Sommet, C. Chang, P. Dueme, and R. Quéré, "Electrothermal model of transistors based on finite element analysis for Radar applications," in *ITherm 2004. Nineth Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (Cat. No.02CH37258)*, (Las Vegas (USA)), 2004.
- [127] M. Guyonnet, R. Sommet, R. Quere, and G. Bouisse, "Non-Linear Electro Thermal Model of LDMOS Power Transistor Coupled to 3D Thermal Model in a Circuit Simulator," in *BCTM*, 2003.
- [128] R. Sommet, D. Lopez, and R. Quere, "From 3D thermal simulation of HBT devices to their thermal model integration into circuit simulators via Ritz vectors reduction technique," in *Thermal and Thermomechanical Pheno*mena in Electronic Systems, 2002. ITHERM 2002. The Eighth Intersociety Conference on, pp. 22–28, 2002.
- [129] P. Bouysse, D. Barataud, R. Sommet, and R. Quere, "New trends in characterization and modeling of high power RF devices," in *GAAS - Londres*, pp. 263–266, 2001.
- [130] R. Sommet, D. Lopez, and R. Quere, "Electrothermal harmonic balance simulation of an InGaP/GaAs HBT based on 3D thermal and semiconductor transport models," in *GAAS - Paris*, pp. 516–519, 2000.
- [131] R. Quéré, J. Obregon, E. Ngoya, and R. Sommet, "Harmonic balance Techniques allow nonlinear simulations of microwave circuits from devices to subsystems," in *ECCTD*, pp. 333–336, EuMW, 1999.
- [132] D. Baillargeat, E. Larique, S. Verdeyme, M. Aubourg, R. Sommet, and P. Guillon, "Coupled localized and distributed elements analysis applying an electromagnetic software in the frequency domain," in 1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 2, pp. 1021–1024, IEEE, 1997.
- [133] R. Sommet, Y. Perreal, and R. Quere, "A direct coupling between the semiconductor equations describing a GaInP/GaAs HBT in a circuit simulator for the co-design of microwave devices and circuits," in *GAAS - Bologne*, pp. 149–152, 1997.
- [134] T. Peyretaillade, M. Perez, S. Mons, R. Sommet, P. Auxemery, J. Lalaurie, and R. Quere, "A pulsed-measurement based electrothermal model of HBT with thermal stability prediction capabilities," in 1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 3, pp. 1515–1518, IEEE, 1997.
- [135] A. Mallet, T. Peyretailade, R. Sommet, D. Floriot, S. Delage, J. M. Nebus, and J. Obregon, "A design method for high efficiency class F HBT ampli-

fiers," in *Microwave Symposium Digest*, 1996., *IEEE MTT-S International*, pp. 855–858 vol.2, 1996.

- [136] R. Sommet, T. Peyretaillade, A. Mallet, J. P. Teyssier, and R. Quéré, "A CAD electrothermal model for the nonlinear simulation of high power silicon bipolar transistors," in *INMMC*, (Duisburg Allemagne), pp. 108–113, 1996.
- [137] A. Suarez, J. Morales, E. Ngoya, R. Sommet, and R. Quere, "Analisis mediante Balance Espectral del comportamiento Quasi-Periodico de Osciladores y Divisores de Frecuencia," in URSI - ESPAGNE - 1994, 1994.
- [138] J. P. Viaud, R. Sommet, J. P. Teyssier, D. Floriot, R. Quere, and R. Quéré, "Nonlinear RF Characterization and Modeling of Heterojunction Bipolar Transistors Under Pulsed Conditions," in 24th European Microwave Conference, 1994, vol. 2, pp. 1610–1615, IEEE, oct 1994.
- [139] J.-P. Teyssier, M. Campovecchio, R. Sommet, P. Joaquin, and R. Quere, "A pulsed S-parameters measurement setup for the nonlinear characterization of FETs and bipolar power transistors," in 23rd European Microwave Conference, (Madrid, Spain), pp. pp. 489–493, Sept. 1993.
- [140] F. Besombes, J. Mazeau, R. Sommet, S. Mons, E. Ngoya, and J.-P. Martinaud, "Modélisation électrothermique comportementale d'amplificateur de puissance avec prise en compte de l'effet load pull pour des applications radar à bande étroite," in 17èmes Journées Nationales Microondes - JNM 2011, 2011.
- [141] A. El Rafei, R. Sommet, J. Faraj, G. Callet, S. Laurent, and R. Quéré, "Caractérisation électrique de l'impédance thermique de transistors Bipolaires," in 17èmes Journées Nationales Microondes, 2011.
- [142] Boite à outil Scilab simulation-physique circuit : comparaison des méthodes non linéaires temporelle et fréquencielle, (Nantes (France)), JNM, 2005.
- [143] R. F. Hyper, ed., Non linear electrothermal modelisation of LDMOS power transistor : on the definition scaling rules, (PARIS), 2005.
- [144] Modélisation des composants semi-conducteurs et de leurs sources de bruit basse fréquence, outils et méthodes de conception, pour la CAO non linéaire des oscillateurs HF, (La Grande Motte), AS bruit, 2004.
- [145] Ensemble d'outils cohérents pour la simulation physique et la caractérisation du bruit dans les composants semi-conducteurs dédiés à la CAO des circuits microondes non linéaires, (La Grande Motte (France)), AS bruit, 2004.
- [146] Modélisation électrothermique non linéaire de transistors LDMOS de puissance, couplée à un modèle thermique 3D au sein d'un simulateur circuit, (Lille France 2003), JNM, 2003.

- [147] Approche clients-serveurs sur la grille de calcul pour la simulation intégrée, (Lille France), JNM, 2003.
- [148] R. Quere, J. M. Nebus, M. Prigent, E. Ngoya, R. Sommet, and P. Bouysse, "Apport des méthodes de l'automatique dans l'analyse et la conception des circuits électroniques non linéaires haute fréquence," in *Journées d'Etude Automatique et Electronique*, 2002.
- [149] E. Larique, D. Baillargeat, S. Verdeyme, M. Aubourg, R. Sommet, and P. Guillon, "Aide à la modélisation de composants hyperfréquences par l'analyse électomagnétique," in 10èmes Journées Nationales Microondes, (Saint Malo France), pp. 3A3 282–283, JNM, 1997.
- [150] R. Sommet, Y. Perreal, and R. Quéré, "Couplage direct d'un modèle physique de transistor bipolaire à hétérojonction avec un simulateur de circuit en équilibrage harmonique," in 10èmes Journées Nationales Microondes, (Saint-Malo), pp. 230–231, JNM, 1997.
- [151] R. Sommet and Y. Perreal, "Les simulateurs intégrés : couplage transport et circuits passifs," in *9èmes Journées Nationales Microondes*, (PARIS), 1995.
- [152] R. Sommet, J. P. Teyssier, J. P. Viaud, J. C. Giraudon, and R. Quéré, "Un modèle électrothermique de transistor bipolaire forte puissance pour la simulation non linéaire," in *9èmes Journées Nationales Microondes*, (PARIS), JNM, 1995.
- [153] J. P. Teyssier, J. P. Viaud, R. Sommet, R. Quéré, and J. Obregon, "Caractérisation non linéaire et modèles analytiques des transistors microondes," in SEE, (Paris France), 1994.
- [154] J. P. Teyssier, R. Sommet, J. J. Raoux, and R. Quere, "Approche intégrée pour la caractérisation et la modélisation des transistors micro-ondes," in *JNM*, (Brest), JNM, 1993.
- [155] A. Suarez, R. Sommet, J. Villemazet, E. Ngoyay, and R. Quéré, "Analyse de la synchronisation des oscillateurs par la méthode de l'équilibrage spectral," in 8èmes Journées Nationales Microondes, JNM, 1993.
- [156] F. Christian, R. David, and M. Rudolph, "Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques," Cambridge University Press, 2011.
- [157] S. Mons, A. Layec, A. Bennadji, T. Reveyrand, R. Sommet, E. Ngoya, and R. Quéré, "Scilab/Scicos toolboxes for Telecommunications," in Open source Software for Scientific Computation SCILAB, Research, Development and Applications, 2006.
- [158] R. Sommet, Intégration d'un modèle physique de transistor bipolaire à hétérojonction dans l'environnement de la C. A. O. Non linéaire des circuits monolithiques microondes. PhD thesis, 1996. 1996LIMO0039.

- [159] A. Slavin and V. Tiberkevich, "Nonlinear auto-oscillator theory of microwave generation by spin-polarized current," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 1875 – 1918, 05 2009.
- [160] D. Cahill, "Thermal conductivity measurement from 30 to 750 k : the 30 mega method," *Review of Scientific Instruments*, vol. 61, pp. 802 – 808, 03 1990.
- [161] D. G. Cahill, W. K. Ford, K. E. Goodson, G. D. Mahan, A. Majumdar, H. J. Maris, R. Merlin, and S. R. Phillpot, "Nanoscale thermal transport," *Journal of Applied Physics*, vol. 93, no. 2, pp. 793–818, 2003.
- [162] Y.-J. Zeng, Y.-Y. Liu, W.-X. Zhou, and K.-Q. Chen, "Nanoscale thermal transport : Theoretical method and application," *Chinese Physics B*, vol. 27, p. 036304, mar 2018.
- [163] K.-Q. Chen, X.-H. Wang, and B.-Y. Gu, "Localized folded acoustic phonon modes in coupled superlattices with structural defects," *Phys. Rev. B*, vol. 61, pp. 12075–12081, May 2000.
- [164] W.-X. Li, K.-Q. Chen, W. Duan, J. Wu, and B.-L. Gu, "Phonon transport and thermal conductivity in dielectric quantum wire," *Journal of Physics* D : Applied Physics, vol. 36, pp. 3027–3033, nov 2003.
- [165] J.-W. Jiang, B.-S. Wang, and J.-S. Wang, "Molecular dynamics simulation for heat transport in thin diamond nanowires," *Phys. Rev. B*, vol. 83, p. 235432, Jun 2011.
- [166] J.-S. Wang, J. Wang, and N. Zeng, "Nonequilibrium green's function approach to mesoscopic thermal transport," *Phys. Rev. B*, vol. 74, p. 033408, Jul 2006.
- [167] A. Cepellotti and N. Marzari, "Boltzmann transport in nanostructures as a friction effect," *Nano Letters*, vol. 17, no. 8, pp. 4675–4682, 2017. PMID : 28661694.
- [168] P. Guillemet and J.-P. Bardon, "Conduction de la chaleur aux temps courts : les limites spatio-temporelles des modèles parabolique et hyperbolique," *International Journal of Thermal Sciences*, vol. 39, no. 9, pp. 968 – 982, 2000.
- [169] T. Rosenbaum, Performance prediction of a future silicon-germanium heterojunction bipolar transistor technology using a heterogeneous set of simulation tools and approaches. Theses, Université de Bordeaux, Jan. 2017.
- [170] M. Gayral, E. Ngoya, R. Quere, J. Rousset, and J. Obregon, "The spectral balance : A general method for analysis of nonlinear microwave circuits driven by non-harmonically related generators," in 1987 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 1, pp. 119–121, May 1987.
- [171] J. V. Siles and J. Grajal, "Physics-based design and optimization of schottky diode frequency multipliers for terahertz applications," *IEEE Transactions* on Microwave Theory and Techniques, vol. 58, pp. 1933–1942, July 2010.

- [172] A. Y. Tang, E. Schlecht, R. Lin, G. Chattopadhyay, C. Lee, J. Gill, I. Mehdi, and J. Stake, "Electro-thermal model for multi-anode schottky diode multipliers," *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 2, pp. 290–298, May 2012.
- [173] E. Bernuchon, Schottky Diode Optimization for THz Applications. Theses, Université Paris-Saclay, Oct. 2018.
- [174] S. Richard, F. Aniel, and G. Fishman, "Band diagrams of si and ge quantum wells via the 30-band kp method," *Phys. Rev. B*, vol. 72, p. 245316, Dec 2005.
- [175] M. G. Pala and D. Esseni, "Full-band quantum simulation of electron devices with the pseudopotential method : Theory, implementation, and applications," *Phys. Rev. B*, vol. 97, p. 125310, Mar 2018.
- [176] E. Bernuchon, F. Aniel, N. Zerounian, and A. Grimault-Jacquin, "Monte carlo modelling of schottky diode for rectenna simulation," *Solid-State Electronics*, vol. 135, pp. 71 – 77, 2017.
- [177] C. Daher, J. Torres, I. Iñiguez-de-la-Torre, P. Nouvel, L. Varani, P. Sangaré, G. Ducournau, C. Gaquiere, J. Mateos, and T. González, "Room temperature direct and heterodyne detection of 0.28–0.69-thz waves based on gan 2-deg unipolar nanochannels," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 63, pp. 353–359, Jan 2016.
- [178] A. Y. Tang, V. Drakinskiy, P. Sobis, J. Vukusic, and J. Stake, "Modeling of gaas schottky diodes for terahertz application," in 2009 34th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, pp. 1–2, Sep. 2009.
- [179] K. Maize, G. Pavlidis, E. Heller, L. Yates, D. Kendig, S. Graham, and A. Shakouri, "High resolution thermal characterization and simulation of power algan/gan hemts using micro-raman thermography and 800 picosecond transient thermoreflectance imaging," in 2014 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), pp. 1–8, Oct 2014.
- [180] T. Braun, K.-F. Becker, O. Hoelck, S. Voges, R. Kahle, M. Dreissigacker, and M. Schneider-Ramelow, "Fan-out wafer and panel level packaging as packaging platform for heterogeneous integration," *Micromachines*, vol. 10, p. 342, 05 2019.
- [181] M. J. Wolf, P. Ramm, A. Klumpp, and H. Reichl, "Technologies for 3d wafer level heterogeneous integration," in 2008 Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS, pp. 123–126, April 2008.
- [182] G. Chen, "Nonlocal and Nonequilibrium Heat Conduction in the Vicinity of Nanoparticles," *Journal of Heat Transfer*, vol. 118, pp. 539–545, 08 1996.