

UNIVERSITÉ DE SHERBROOKE
Faculté de génie
Département de génie électrique et de génie informatique

DÉVELOPPEMENT D'UNE NOUVELLE MÉTHODE DE
CARACTÉRISATION ÉLECTROTHERMIQUE DE
TRANSISTORS EN NITRURE DE GALLIUM

Thèse de doctorat
Spécialité : génie électrique

Oswaldo ARENAS

Jury : François BOONE (directeur)
Richard ARÈS (codirecteur)
Hassan MAHER (rapporteur)
Vincent AIMEZ (membre interne)
Jean-Claude DE JAEGER (membre externe)
Ali SOLTANI (membre externe)

Sherbrooke (Québec) Canada

Mars 2015

À mon fils

RÉSUMÉ

Mots-clés : transistor, nitrure de gallium, autoéchauffement, thermorésistance

La vie dans la société contemporaine a changé énormément depuis l'invention du premier transistor électronique en 1947. L'apparition des transistors a permis la miniaturisation de systèmes électroniques de toute sorte dont la performance des transistors est aussi un aspect essentiel. Présentement, dans les marchés de semi-conducteurs à forte puissance et dans le secteur des technologies de l'information et des communications (TIC), les transistors GaN ($E_g = 3,42$ eV) présentent des avantages par rapport à leurs concurrents en Si et en GaAs pour les applications d'amplificateurs de puissance RF, la rectification et la commutation à forte puissance. La densité de puissance atteinte par les transistors GaN à effet de champ à haute mobilité (GaN-HEMTs) a dépassé $40 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-1}$ à 4 GHz [Wu, Y.F. et al 2006]. Cependant, la génération de chaleur dans le canal provoque une augmentation de la température du semi-conducteur (autoéchauffement) qui provoque à la fois une diminution de la mobilité des électrons, ce qui va diminuer la performance du dispositif. Si la température du dispositif dépasse certaines limites, le dispositif risque de se dégrader de façon permanente avec un impact négatif sur la fiabilité [Nuttinck, S. et al., 2003]. Ainsi, il est très important de déterminer de façon fiable la température du canal dans les conditions réelles de fonctionnement pour modéliser le comportement des composants et pour obtenir les niveaux de performance et de fiabilité requises pour le progrès de cette technologie prometteuse.

Ce projet vise au développement d'une nouvelle méthode de mesure de la température du canal des HEMTs AlGaN/GaN par contact direct avec les dispositifs, qui soit pratique et ne demande pas des systèmes sophistiqués ni dispendieux. Ainsi, on a réalisé la conception, la fabrication et la caractérisation d'une μ RTD prototype potentiellement intégrable dans les dispositifs HEMT GaN. On a obtenu des capteurs qui fonctionnent de façon quasi linéaire dans une portée de températures de 25 à 275 °C et potentiellement au-delà de ces limites. On a réalisé des échantillons de transistors GaN avec des μ RTDs intégrés, on a développé des dispositifs auxiliaires pour la calibration de μ RTDs et pour la réalisation des mesures de température de canal (T_{ch}) sous plusieurs conditions de polarisation. Dans un échantillon prototype, les valeurs de T_{ch} mesurées avec le μ RTD sont en accord avec des simulations 3D à éléments finis à plusieurs conditions de polarisation d'un dispositif sans-grille. Les mesures montrent des effets négligeables de perturbation électrique entre le dispositif et la μ RTD [Arenas, O., et al., 2014 A]. Sur des échantillons de deuxième génération, on a mesuré la T_{ch} d'HEMTs GaN sous plusieurs conditions de polarisation sur substrats en SiC et en saphir pour obtenir une carte I_{ds} - V_{ds} - T_{ch} pour chaque dispositif [Arenas, O., et al., 2014 B].

Ainsi, les résultats obtenus démontrent que l'on peut mesurer la T_{ch} d'un HEMT GaN polarisé en DC avec un μ RTD avec peu d'interférence électrique et peu de perturbation thermique sans avoir besoin d'équipements sophistiqués ni onéreux. À l'avenir la méthode proposée peut potentiellement être appliquée sur dispositifs de plus petite taille si l'on utilise des technologies de fabrication basées sur la lithographie par faisceau d'électrons. Ainsi, elle pourra bientôt être disponible dans les plaques des dispositifs de production et de recherche.

REMERCIEMENTS

Ces travaux se sont déroulés dans les laboratoires de nanofabrication et de nanocaractérisation LNN (3IT nano) et dans le Laboratoire de caractérisation et de synthèse des matériaux (LCSM) de l'Institut interdisciplinaire d'innovation technologique (3IT), au Parc Innovation de l'Université de Sherbrooke.

Pourquoi faire cette thèse de doctorat ?

Durant ma formation en génie et mon parcours professionnel en industrie j'ai appliqué avec plaisir des connaissances créées par les autres. La maîtrise en recherche m'a montré qu'il y avait un autre horizon pour les connaissances. Ainsi, une thèse de doctorat est une opportunité unique pour découvrir des nouvelles choses et faire aussi une contribution dans le domaine. Le fait de faire une contribution, même si de petite taille, est un motif de satisfaction dans le plan spirituel, académique et professionnel. Cependant, cette contribution n'est pas le fruit du travail d'une seule personne. Il y a plusieurs personnes qui m'ont aidé à exécuter les travaux décrits dans ce manuscrit. Ainsi, il est très pertinent de leur exprimer ma reconnaissance.

Je commence par remercier mes directeurs de thèse François Boone (directeur) et Richard Arès (codirecteur) de leur soutien, professionnalisme, leur partage de connaissances et d'enthousiasme, mais surtout de la confiance qu'ils ont déposée en moi.

Je veux exprimer ma gratitude à monsieur Hassan Maher, directeur des activités de recherche du groupe en microélectronique III-V. Son conseil permanent, sa patience durant ses explications, sa générosité de partager des ressources humaines et matérielles pour la réalisation des échantillons sont d'une valeur cruciale dans ce projet.

Ma reconnaissance à Élias Al Alam par son aide avec la microfabrication des échantillons et par tout ce qu'il m'a appris en salles blanches. Aussi à Alexandre Thevenot par son aide avec l'échantillon prototype.

Je veux remercier les professeurs Abdelatif Jaouad, Vincent Aimez et Luc Fréchette par leur aide ponctuelle à plusieurs reprises et leur encouragement. De la même façon, à Arnaud Stolz, Ahmed Chakroun et Étienne Léveillé.

Je veux remercier tous les techniciens et professionnels de recherche de salles blanches et de salles propres (IMDQ), spécialement Caroline Roy, Michaël Lacerte, Christian Sarra-Bournet et Keven Parenteau-Cloutier.

Merci à tous mes collègues étudiants et postdoctorants du 3IT, spécialement à Maïté Volatier et Ghania Farhi (Sarah), et François Lecourt.

TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ.....	i
REMERCIEMENTS.....	iii
TABLE DES MATIÈRES	v
LISTE DES FIGURES.....	ix
LISTE DES TABLEAUX.....	xiv
LISTE DES ACRONYMES	xvii
CHAPITRE 1 INTRODUCTION.....	1
1.1 Définition du projet de recherche.....	4
1.2 Objectifs du projet de recherche	5
1.3 Contributions originales	6
1.4 Plan du document.....	6
CHAPITRE 2 ÉTAT DE L'ART.....	9
2.1 Introduction.....	9
2.2 Le matériau GaN	9
2.2.1 Description dans le contexte des applications électroniques	9
2.3 La technologie GaN-HEMT	14
2.3.1 Les substrats	14
2.3.2 Les structures.....	17
2.3.3 Procédés de microfabrication	23
2.4 Autoéchauffement et effets thermiques.....	29
2.5 Techniques pour la caractérisation thermique	34
2.5.1 Méthodes optiques	37
2.5.2 Méthodes électriques	38
2.5.3 Méthodes par contact.....	40
2.6 Notion d'une nouvelle méthode électrothermique intégrée	44
CHAPITRE 3 CONCEPTION ET DÉVELOPPEMENT.....	49
3.1 Le capteur de température	49

3.1.1	Les thermocouples.....	52
3.1.2	Les sondes RTD	54
3.1.3	Analyse pour sélectionner le type de capteur	57
3.1.4	Conception de micro RTDs	59
3.1.5	Fabrication de sondes μ RTD prototype.....	66
3.1.6	Caractérisation de sondes RTD prototype	67
3.2	Conception d'une plaque avec dispositifs GaN et μ RTDs intégrées.....	73
3.2.1	Types de dispositifs	74
3.2.2	Critères de dessin	75
3.2.3	Réalisation de dessins des dispositifs.....	75
3.2.4	Procédé de fabrication	78
3.2.5	Masques pour fabrication	79
3.3	Dispositifs auxiliaires pour l'application de la méthode.....	81
3.3.1	Témoins de calibration	81
3.3.2	Plateforme de tests électrothermiques	82
CHAPITRE 4	ÉCHANTILLON PROTOTYPE	85
4.1	Fabrication.....	85
4.1.1	Étapes technologiques HEMT de base	86
4.1.2	Étape d'isolation de μ RTD	86
4.1.3	Étape de fabrication de μ RTD	86
4.2	Tests préliminaires d'isolation électrique	89
4.3	Tests des μ RTDs.....	90
4.4	Tests de dispositifs électroniques	93
CHAPITRE 5	CARACTÉRISATION ÉLECTROTHERMIQUE DU PROTOTYPE.....	97
5.1	Introduction	99
5.2	Design For Electro-Thermal Characterization	100
5.3	Device Fabrication.....	102
5.4	Experimental Measurements	103
5.5	Validation And Analysis	105
5.6	Conclusion.....	108
5.7	Informations supplémentaires	108

5.7.1	Incertitude des mesures.....	108
5.7.2	Détails sur la simulation thermique.....	111
5.7.3	Mesure de distribution de température autour de composants.....	117
CHAPITRE 6	ÉCHANTILLONS DE 2^{ÈME} GÉNÉRATION.....	119
6.1	Réalisation des échantillons.....	119
6.2	Caractérisation électrique de base.....	122
6.2.1	Isolation de la μ RTD.....	122
6.2.2	Comportement électrique des dispositifs HEMT.....	123
6.3	Calibration de μ RTD.....	124
6.4	Mesures électrothermiques.....	125
CHAPITRE 7	CARTES ÉLECTROTHERMIQUES.....	129
7.1	Introduction.....	131
7.2	Device Description and Fabrication.....	132
7.3	Measurements and Results.....	133
7.4	Analysis and Discussion.....	136
7.5	Conclusion.....	138
CHAPITRE 8	CONCLUSION.....	139
	LISTE DES RÉFÉRENCES.....	143

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 Énergie de bande interdite de plusieurs semi-conducteurs en fonction de la constante de maille cristalline. $T = 300$ K. Sources : [Streetman et Banerjee, 2006], [Quay, 2008].....	10
Figure 2.2 Structure HEMT AlGa _N GaN avec cape GaN, inter-couche AlN et couche de nucléation AlN	22
Figure 2.3 Diagramme de la bande de conduction d'une hétérojonction HEMT AlGa _N GaN avec intercouche AlN. Sources : [Shen et al., 2001], [Minj et al., 2012].....	23
Figure 2.4 Schéma d'un HEMT AlGa _N /GaN avec l'identification de ses étapes technologiques et dimensions de base. Source : [Johnson et Piner, 2012].	29
Figure 2.5 Mesure de la température d'un corps solide avec un capteur par contact. Source : [Michalski et al, 2001].	41
Figure 3.1 Classement de capteurs de température électriques par contact Source : [Michalski et al, 2001].....	50
Figure 3.2 Schéma d'un thermocouple. A, B et C sont des conducteurs. T_l est la température mesurée. T_r est la température de référence. Source : [Michalski et al, 2001].	53
Figure 3.3 Schéma d'un élément commercial de mesure de température par sonde RTD à couche mince. Les dimensions typiques du substrat sont de quelques millimètres.	57
Figure 3.4 Schéma d'un HEMT de base sur le plan x - y . La zone identifiée par le rectangle a,b,c,d est la zone correspondante au canal pour la mesure de la température T_{ch}	60
Figure 3.5 Schéma d'un HEMT de base sur le plan x - y avec le design de la μ RTD prototype. Le schéma n'est pas à l'échelle.	62
Figure 3.6 Schéma de la μ RTD prototype avec dimensions pour la production du photomasque à utiliser avec la photolithographie optique.....	66
Figure 3.7 Image par microscopie électronique à balayage d'une μ RTD prototype fabriquée avec Pt.....	68

Figure 3.8	Image et dimensions d'une μ RTD prototype fabriquée avec Pt.....	68
Figure 3.9	Images du montage de caractérisation de résistance-température des μ RTDs prototype.....	70
Figure 3.10	Caractéristiques résistance-température des μ RTDs 1 à 6 de l'échantillon prototype H555-P.....	71
Figure 3.11	Caractéristiques résistance-température des μ RTDs 1 à 6 de l'échantillon prototype H555-P après recuit à 450 °C, 1 h sous atmosphère d'azote.....	72
Figure 3.12	Exemples de topologies de μ RTDs dessinées correspondants au groupe 1.....	76
Figure 3.13	Exemples de topologies d'HEMT sans grille avec μ RTDs , correspondant au groupe 2.....	76
Figure 3.14	Exemples de topologies des HEMTs avec μ RTDs intégrée, correspondantes au groupe 3.....	77
Figure 3.15	Exemple de matrices de μ RTDs autour de composants HEMT sans grille, correspondantes au groupe 4.....	77
Figure 3.16	Séquence d'étapes de microfabrication d'un HEMT AlGaIn/GaN avec μ RTD intégrées.....	78
Figure 3.17	Distribution de composants des groupes 1, 2, 3, 4 dans la zone de dessin.....	80
Figure 3.18	Niveaux de masques pour un HEMT avec μ RTD intégrée.....	81
Figure 3.19	Schéma des témoins de calibration. Comprend une structure identique à la structure des échantillons à soumettre à mesure et une RTD commerciale attachée avec un époxy conducteur thermique.....	82
Figure 3.20	Schéma de la plateforme de tests électrothermiques. Comprend une boucle de contrôle fermée de la température face arrière de l'échantillon soumis à mesure.....	83
Figure 4.1	Structure GaN pour la fabrication de l'échantillon prototype.....	85
Figure 4.2	Résultats de la métallisation Ti/Pt après soulèvement. À gauche: image SEM d'un HEMT GaN avec μ RTD intégrée. À droite: image SEM approchée d'une μ RTD en Pt avec dimensions.....	87
Figure 4.3	Image par microscopie optique de la zone centrale de l'échantillon prototype. Étape 6 de microfabrication complétée.....	88

Figure 4.4 Image par microscopie optique d'un HEMT sans grille avec μ RTD intégrée Étape de recuit complétée.....	88
Figure 4.5 Test d'isolation entre la μ RTD et le contact ohmique d'un HEMT sans grille. À gauche : Schéma du dispositif et de connexion de test. À droite : résultat de la mesure I-V.....	89
Figure 4.6 Test d'isolation entre la μ RTD et la grille d'un HEMT. À gauche : Schéma du dispositif et de connexion de test. À droite : résultat de la mesure I-V.....	90
Figure 4.7 Mesure courant-tension de la μ RTD intégrée dans le transistor E-1 de l'échantillon prototype. À gauche : Schéma du dispositif et de connexion de test. À droite : résultat de la mesure I-V.....	91
Figure 4.8 Mesure courant-tension de la μ RTD intégrée dans le transistor E-1 de l'échantillon prototype. À gauche : Schéma du dispositif et de connexion de test. À droite : résultat de la mesure I-V à plusieurs conditions de polarisation.....	92
Figure 4.9 Caractéristique courant-voltage d'un HEMT GaN sans grille de l'échantillon prototype.. $L_{SD}= 16 \mu\text{m}$. $W=150\mu\text{m}$	93
Figure 4.10 Caractéristique courant-voltage d'un HEMT GaN avec μ RTD intégrée de l'échantillon prototype. $L_{SD}= 30 \mu\text{m}$, $W=100\mu\text{m}$	94
Figure 5.1 Design of DUT and testing platform for temperature measurements using the integrated RTD.....	102
Figure 5.2 Resistance vs. temperature characteristic of the fabricated RTD. The inset shows the fabricated “un-gated” HEMT with the integrated RTD.....	104
Figure 5.3 I-V-T of “un-gated” HEMT at $T_{ref} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$. Solid line: standard I-V sweep. Dots: Steady bias condition with RTD measured temperature value.....	105
Figure 5.4 Image of a thermal simulation of the un-gated AlGaIn/GaN HEMT. The device was fabricated with sapphire substrate and has an integrated RTD between ohmic contacts. The reference and ambient temperature is $25 \text{ }^\circ\text{C}$. For $P \approx 1 \text{ W}$, the maximum temperature (T_{MAX}) was $191.82 \text{ }^\circ\text{C}$ at the center of the channel. A temperature gradient is observed and the simulated average temperature in the channel T_{CHS} is $169.7 \text{ }^\circ\text{C}$	106
Figure 5.5 Temperature Vs. Power of “un-gated” HEMT at $T_{ref} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$. T_{MAX} : Maximum channel temperature (simulation). T_{RTD} : Average RTD temperature (measured).	

T_{RTDS} : Average RTD temperature (simulation). T_{CHS} : Average channel temperature (simulation).....	107
Figure 5.6 Schéma de résistances et flux thermiques considérés pour la simulation.....	111
Figure 5.7 Maillage de la géométrie correspondante au HEMT sans grille de l'échantillon prototype. En haut : vue générale en 3D. En bas : détail de maillage du composant avec les contacts ohmiques, la μ RTD, le mesa, les pads de la μ RTD.	113
Figure 5.8 Distribution de la température de l'HEMT sans grille de l'échantillon prototype à $P \approx 1$ W. Au-dessus : Température de surface sur le plan x-y. Au-dessous : Température d'une coupe transversale au centre sur le plan y-z.	114
Figure 5.9 Distribution de température sur l'axe x sur la zone de température maximale à $P \approx 1$ W. La ligne en trait tireté représente la distribution sans μ RTD. La ligne en continu représente la distribution avec μ RTD.	115
Figure 5.10 Distribution de température sur l'axe y au centre de la ligne du capteur côté gauche à $P \approx 1$ W. La ligne en trait tireté représente la distribution sans μ RTD. La ligne en continu représente la distribution avec μ RTD.....	116
Figure 5.11 Température aux environs d'un élément chauffant sur l'échantillon prototype. La puissance dissipée dans l'élément chauffant est de 2 W. La température est mesurée avec μ RTDs.....	118
Figure 6.1 Structures HEMT-GaN utilisées pour la fabrication d'échantillons de deuxième génération. À gauche : structure sur substrat en saphir (A). À droite : structure sur substrat en SiC (B).	120
Figure 6.2 Image de l'échantillon B de deuxième génération après le recuit à 450 °C des μ RTDs. On observe la couleur grise du Pt et le substrat transparent en SiC.	120
Figure 6.3 Image partielle de la surface de l'échantillon B de deuxième génération. Dans le carré rouge, on a identifié un HEMT avec μ RTD intégrée.	121
Figure 6.4 Image d'un HEMT GaN avec μ RTD intégrée autour de la grille, entre les contacts ohmiques. L'échantillon correspond à l'échantillon B (SiC) de deuxième génération.....	121
Figure 6.5 Courant de fuite entre la μ RTD et contact ohmique du HEMT avec μ RTD intégré. Dispositif de deuxième génération, échantillon B.	122

Figure 6.6 Courant de fuite entre la μ RTD et la grille du HEMT avec μ RTD intégré de deuxième génération, échantillon B.	123
Figure 6.7 Caractéristiques I_{ds} - V_{gs} et transconductance (gm) du HEMT avec μ RTD intégré de deuxième génération. Échantillon B. En noir la μ RTD est en état passif. En rouge la μ RTD est en état de fonctionnement avec $I_{RTD} = 0,3$ mA.	124
Figure 6.8 Courbe de calibration et régression linéaire de la μ RTD du HEMT de l'échantillon B de la fig. 6.4.	125
Figure 6.9 Image de la mesure sous pointes d'un HEMT avec μ RTD intégré. Dispositif de deuxième génération semblable à celui de la fig. 6.4. La mesure est réalisée avec sept pointes : trois pointes pour la caractérisation électrique du transistor : grille, source et drain. Quatre pointes pour la mesure de la résistance de la μ RTD.....	126
Figure 6.10 Montage pour la calibration de μ RTDs des échantillons de deuxième génération. À gauche la station sous pointes avec la plateforme de tests électrothermiques. À droite l'analyseur paramétrique et les multimètres programmables avec fonction de mesures statistiques.	126
Figure 7.1 HEMT with integrated μ RTD. The sensor has two 112.5 μ m sections parallel to the gate and one 7 μ m section perpendicular to the gate.....	133
Figure 7.2 Comparison of I_{ds} - V_{ds} sweeps of an AlGaIn/GaN HEMT on a SiC substrate with integrated μ RTD. $W=102$ μ m. Gray (triangular) marks with a μ RTD current of 0 mA (no bias). Black (circles) marks with a μ RTD current of 0.3 mA.	134
Figure 7.3 I_{ds} - V_{ds} - T_{ch} response of a AlGaIn/GaN HEMT on a SiC substrate. $W=102$ μ m. Measurement delay: 12 s. Reference temperature: 20 °C.....	135
Figure 7.4 I_{ds} - V_{ds} - T_{ch} response of a AlGaIn/GaN HEMT on a sapphire substrate.. $W=102$ μ m. Measurement delay: 12 s. Reference temperature: 20 °C.....	136

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 Champs de claquage et énergies de bande interdite de plusieurs semi-conducteurs.	11
Tableau 2.2 Figures de mérite de plusieurs semi-conducteurs	13
Tableau 2.3 Méthodes génériques pour mesurer la température de dispositifs semi-conducteurs.	35
Tableau 2.4 Résumé de techniques populaires de mesure thermique à haute résolution pour dimensions micrométriques et nanométriques. Source : [Christofferson et al, 2007]	36
Tableau 2.5 Critères pour le développement de la méthode de caractérisation électrothermique d’HEMTs GaN.....	46
Tableau 3.1 Dimensions du capteur prototype.....	63
Tableau 3.2 Procédé de microfabrication de μ RTDs prototype	67
Tableau 3.3 Paramètres d’une régression linéaire appliquée aux résultats de la Fig. 3.11	73
Tableau 3.4 Types de dispositifs à concevoir et leurs fonctions.....	74
Tableau 3.5 Règles de dessin pour les groupes 1, 2, 3, 4 et pour la plaque en général.....	75
Tableau 3.6 Résumé des étapes de microfabrication d’un HEMT avec μ RTDs intégrées	79
<i>Table 5.1 Thermal conductivities</i>	105
Tableau 5.2 Estimation d’incertitude standard	110
Tableau 5.3 Sensibilité de la température TRTDS à certains paramètres (simulation).....	117

LISTE DES ACRONYMES

<i>Acronyme</i>	<i>Définition</i>
2DEG	Gaz bidimensionnel d'électrons (<i>two-Dimensional Electron Gaz</i>)
AFM	Microscope à force atomique (<i>Atomic Force Microscope</i>)
AOE	Gravure avancée de l'oxyde (<i>Advanced Oxyde Etching</i>)
CET	Coefficient d'expansion thermique
CL	Cristal liquide
CVD	Dépôt chimique en phase vapeur (<i>Chemical Vapor Deposition</i>)
DEL	Diode émettrice de lumière
DUT	Dispositif soumis à mesure (<i>Device Under Test</i>)
ECR	Résonance par cyclotron électronique (<i>Electron Cyclotron Resonance</i>)
FET	Transistor à effet de champ (<i>Field Effect Transistor</i>)
FM	Figure de mérite
GMRT	Thermométrie par résistance du métal de grille (<i>Gate Metal Resistance Thermometry</i>)
GS	Grille-Source
HEMT	Transistor à haute mobilité électronique (<i>High Electron Mobility Transistor</i>)
ICP	(<i>Inductively Coupled Plasma</i>)
LNN	Laboratoire de nanofabrication et de nanocaractérisation
MBE	Épitaxie par jet moléculaire (<i>Molecular Beam Epitaxy</i>)
MIM	Métal-isolant-métal
MOCVD	Épitaxie en phase vapeur aux organométalliques (<i>Metal Organic Chemical Vapor Deposition</i>)
PAE	(<i>Power Added Efficiency</i>)
PEALD	Déposition de couches atomiques assistée par plasma (<i>Plasma-Assisted Atomic Layer Deposition</i>)
PECVD	Dépôt chimique en phase vapeur assisté par plasma (<i>Plasma-</i>

LISTE DES ACRONYMES

	<i>Enhanced Chemical Vapor Deposition</i>
RF	Radiofréquence (<i>Radio Frequency</i>)
RTA	Recuit thermique rapide (<i>Rapid Thermal Annealing</i>)
RTD	<i>Resistance Thermometer Detector</i>
SEM	Microscopie électronique à balayage (<i>Scanning Electron Microscopy</i>)
SMU	Unité de source et mesure (<i>Source and Measurement Unit</i>)
SRIM	Arrêt et portée des ions dans la matière (<i>Stopping and Range of Ions in Matter</i>)
SThM	Microscopie thermique à balayage (<i>Scanning Thermal Microscopy</i>)
TBR	Résistance thermique d'interface (<i>Thermal Boundary Resistance</i>)
TIC	Technologies de l'information et des communications
TLM	Méthode de ligne de transmission (<i>Transmission Line Method</i>)

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

La vie dans la société contemporaine a changé énormément depuis l'invention du premier transistor électronique en 1947. Avant cette époque, l'accès aux communications sans fil était très limité et les appareils électroniques existants étaient dispendieux et volumineux, car ils utilisaient des tubes électroniques à vide dans ses circuits. Ainsi, l'invention du transistor a permis le remplacement progressif des tubes à vide et par conséquent l'accès aux communications sans fil a été mis à la portée du grand public. Ainsi, l'apparition des transistors a permis la miniaturisation des systèmes électroniques de toute sorte et plus particulièrement l'intégration de tous les composants d'un processeur dans un seul boîtier pour aboutir à la création du premier microprocesseur en 1969. La miniaturisation a été bien décrite jusqu'à notre époque récente par la loi de Moore (par Gordon Moore de la corporation Intel) qui a prévu de façon empirique que le nombre de transistors par puce doublera chaque 18 mois [Streetman et Banerjee, 2006]. Ainsi, la complexité des puces a augmenté rapidement pour offrir des microprocesseurs à chaque fois plus performants et qui sont utilisés dans les systèmes qui sont aujourd'hui déployés à grande échelle par exemple l'internet et la téléphonie mobile. Pour donner un ordre de grandeur, le premier microprocesseur commercialisé (1971), l'Intel 4004 avait 2300 transistors. Aujourd'hui (2014), les microprocesseurs plus performants dépassent facilement le million de transistors. Cependant, la loi de Moore fera face en 2015 à un phénomène connu comme « Le mur » car les dimensions approchent l'ordre de la taille des atomes et par conséquent des défis technologiques majeurs et les effets quantiques se font présents.

L'aspect miniaturisation des transistors est très important, mais la performance des transistors est aussi un aspect essentiel. La performance dépend de plusieurs paramètres qui sont considérés plus ou moins importants selon l'application que l'on donne au dispositif. Ainsi, les transistors sont conçus et fabriqués pour être performants dans une application spécifique. Donc, les transistors que l'on trouve par exemple dans un microprocesseur sont très différents des transistors que l'on utilise dans un amplificateur de puissance microondes qui sont à la fois

très différents des transistors de commutations à forte puissance pour les convertisseurs de courant continue. Le choix du matériau semi-conducteur est un aspect crucial. Le matériau semi-conducteur le plus utilisé est le silicium, un semi-conducteur élémentaire de la colonne IV qui a une largeur de bande interdite $E_g=1,1$ eV. Ce matériau a remplacé le germanium ($E_g=0,67$ eV) peu après l'invention du transistor. L'une des raisons a été sa bande interdite plus grande, qui permettait des températures d'opération plus élevées et des courants inverses plus faibles. Cependant, l'avantage capital du silicium est la possibilité de croissance de dioxyde de silicium (SiO_2) sur sa surface. Ce matériau permet de passiver la surface et se comporte comme un masque de diffusion et comme isolant, facilitant la fabrication de circuits intégrés. L'utilisation de cet oxyde a conduit à l'émergence de la technologie MOS (*metal-oxide-semiconductor*) et plus tard CMOS (*Complementary MOS*), très utilisées dans la fabrication de circuits intégrés. Ainsi, on estime que 88-90 % des dispositifs électroniques au niveau global sont faits en silicium [Streetman et Banerjee, 2006], [Rojas et al, 2014]. Pourtant, les transistors en silicium ne sont pas nécessairement les plus performants pour certaines applications. Par exemple, dans le cas de transistors à effet de champ (FETs) pour plusieurs applications à fréquences microondes et dans plusieurs applications optoélectroniques, les dispositifs fabriqués à partir de semi-conducteurs III-V, comme l'arséniure de gallium (GaAs, $E_g=1.43$ eV) forment la référence après une évolution impressionnante. Cependant, même si les technologies basées sur le Si et le GaAs sont bien établies et matures depuis plusieurs années, la demande de transistors à chaque fois plus performants a motivé la recherche et le développement de transistors avec d'autres matériaux semi-conducteurs.

La recherche sur les semi-conducteurs à large bande interdite comme le GaN ($E_g=3.42$ eV) a commencé il y a plusieurs décennies. La motivation principale à l'époque était l'obtention de la lumière bleue à partir de diodes émettrices de lumière (DEL). Des résultats convaincants n'ont été obtenus qu'en 1989 par l'équipe de [Amano et al., 1989]. Ce résultat a été possible en partie grâce aux progrès importants de l'épitaxie et la caractérisation de matériaux. En 1991 l'équipe [Khan et al., 1993] ont rapporté pour la première fois des hétérostructures GaN-AlGaN à haute mobilité. À partir de ce moment-là, plusieurs groupes ont commencé à

rapporter l'opération à haute puissance de FETs à hétérojonction AlGaN/GaN à fréquence microondes.

Présentement, dans le marché des semi-conducteurs à forte puissance et dans le secteur des technologies de l'information et des communications (TIC), les transistors GaN présentent des avantages par rapport à leurs concurrents en silicium pour les applications d'amplificateurs de puissance RF, la rectification et la commutation à forte puissance. Ainsi, les transistors en GaN sont considérés comme des dispositifs de choix qui remplacent de plus en plus les dispositifs fabriqués en Silicium. Le fait de présenter une bande interdite plus large, une tension de claquage plus élevée, une conductivité thermique élevée, entre autres, leur permettent de fonctionner à tension plus élevée, à densité de puissance plus forte et avec une meilleure efficacité que les dispositifs concurrents fabriqués en Si. Ainsi, on prévoit un avenir brillant pour ces dispositifs dans les satellites, l'énergie solaire et les énergies renouvelables, les secteurs de la défense, l'aérospatial, l'automobile (comprenant les véhicules hybrides et électriques), les transports, etc. On attend donc pour les prochaines années une expansion rapide et importante du marché de la technologie GaN pour les applications à forte puissance. Selon les spécialistes, ce marché devrait atteindre un chiffre d'affaires de 1,75 billion de dollars U.S. en 2022 [MarketsandMarkets, 2014].

Comme mentionné ci-dessus, la densité de puissance atteinte par les transistors GaN à effet de champ à haute mobilité (GaN-HEMTs) est très élevée. Elle a dépassé la valeur de $40 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-1}$ @ 4 GHz [Wu, Y.F. et al 2006]. Cependant, cette densité de puissance est obtenue dans les dispositifs de ayant une grille dont la périphérie reste petite. En redimensionnant la grille pour obtenir une plus grande taille de périphérie, l'autoéchauffement ne permet pas alors d'atteindre la même densité de puissance [Johnson et Piner, 2012]. En effet, il faut considérer deux aspects très importants liés à la génération de chaleur dans le canal: premièrement, l'augmentation de la température du canal du semi-conducteur (autoéchauffement) provoque une diminution de la mobilité des électrons, ce qui va diminuer la performance du dispositif. Deuxièmement, si la température du dispositif dépasse certaines limites, le dispositif risque de se dégrader de façon permanente avec un impact négatif sur la fiabilité [Nuttinck, S. et al., 2003]. Étant donnée la haute densité de puissance des HEMTs AlGaN/GaN, leurs effets d'auto

échauffement sont très importants. Ainsi, il est primordial de déterminer de façon fiable la température du canal dans les conditions réelles d'opération, spécialement dans les dispositifs qui fonctionnent en régime continu et dissipent une grande quantité d'énergie [Prejs, A. et al, 2009]. Selon la littérature, plusieurs méthodes pour mesurer la température du canal des HEMTs AlGaIn/GaN ont été utilisées. Chacune d'entre elles présente des avantages et des désavantages. Ainsi, dans le présent projet de recherche, on approfondira sur le sujet de l'autoéchauffement des HEMTs AlGaIn/GaN, mais surtout, on discutera les méthodes existantes pour mesurer la température du canal et on développera une méthode originale de mesure. Il s'agit d'un sujet de grande importance pour aider à mieux comprendre la problématique de l'autoéchauffement et améliorer la gestion thermique des dispositifs. Cette dernière est d'une importance capitale pour obtenir les niveaux de performance et de fiabilité requise pour le progrès de cette technologie prometteuse.

Ce projet comprend plusieurs domaines liés à la physique et aux sciences appliquées, commençant par l'électronique des dispositifs HEMTs et leur microfabrication. On utilisera des concepts liés au transfert de chaleur et les caractéristiques des matériaux pour les aspects de conception et analyse. On se servira de la simulation à éléments finis ainsi que des instruments électroniques de mesure pour obtenir des données expérimentales sur les dispositifs. Même si tout au long de ce parcours la technologie sera notre grande alliée, c'est la curiosité scientifique et les idées qui forment le vrai moteur de ce projet. Cependant, les idées ne sont que des idées si elles ne se transforment pas en faits concrets. Dans ce projet on a eu la chance d'avoir fusionné les deux.

1.1 Définition du projet de recherche

Le projet de recherche vise au développement d'une nouvelle méthode de mesure de la température du canal des HEMTs AlGaIn/GaN. Présentement, il y a des méthodes qui utilisent des équipements très sophistiqués et chers, basées sur des technologies optiques ou simplement par contact, qui demandent beaucoup de temps et d'efforts de calibration pour pouvoir mesurer la température lorsque le transistor est en opération. Il y a d'autres méthodes plus simples qui se basent principalement sur des équations et des hypothèses pour estimer

cette température et les résultats sont évidemment dépendants de ces hypothèses. Toutes ces méthodes seront expliquées en détail un peu plus loin. Par contre, ce que l'on vise dans ce projet est d'évaluer la faisabilité d'une méthode alternative, basée sur le contact direct avec le dispositif. Cette méthode doit être capable de fournir des données expérimentales fiables sur la température du dispositif, mais doit être basée sur un système peu complexe et pas cher. La simplicité et la facilité d'utilisation doivent donc être les caractéristiques qui la démarqueront des méthodes existantes. Ainsi, on vise à développer une méthode qui permettra aux chercheurs de se concentrer plus sur la problématique de l'autoéchauffement et de la gestion thermique que sur la mesure de température elle-même.

1.2 Objectifs du projet de recherche

Les objectifs de ce projet de recherche sont divisés en objectifs principaux (identifiés avec un numéro) et objectifs spécifiques (identifiés avec une lettre minuscule). Ainsi les objectifs sont les suivants :

1. Évaluer la faisabilité d'une méthode pratique de mesure de la température du canal des HEMTs AlGaIn/GaN par contact direct avec les dispositifs, qui ne demande pas de systèmes sophistiqués, le tout à un prix raisonnable.
 - a. Concevoir, fabriquer et tester un capteur de température capable de mesurer correctement la température du canal lorsque le dispositif est polarisé.
 - b. Évaluer les perturbations électriques et thermiques provoquées par le capteur sur le dispositif lors de la mesure de la température.
 - c. Valider les résultats de mesures de température réalisées avec la nouvelle méthode.
 - d. Examiner les sources d'erreur et d'incertitude de la méthode.
 - e. Évaluer les limitations de la nouvelle méthode et proposer des solutions.
2. Mesurer la température du canal des HEMTs AlGaIn/GaN avec la nouvelle méthode et étudier les liens entre la réponse électrique et la réponse thermique des dispositifs.
 - a. Fabriquer des HEMTs AlGaIn/GaN qui permettent l'utilisation de la nouvelle méthode pour la mesure de la température

- b. Préparer une plateforme de tests compatible avec la nouvelle méthode n'utilisant pas d'équipements sophistiqués.
3. Évaluer l'impact de la conductivité thermique des couches épitaxiales et des différents substrats utilisés dans la technologie GaN sur la température du canal.

1.3 Contributions originales

La réalisation de ce projet permettra :

- A. Le développement d'une méthode originale pour mesurer la température du canal des HEMTs AlGaIn/GaN. Cette méthode ne requerra pas d'équipement sophistiqué pour réaliser les mesures ni procédés de calibration compliqués. Ainsi la méthode permettra la réalisation de la mesure d'une façon pratique, fiable, et à faible coût.
- B. Le développement d'un microcapteur de température utilisable dans la technologie HEMT GaN et potentiellement utilisable dans autres applications.
- C. L'évaluation de perturbations électriques et thermiques provoquées par un microcapteur sur un transistor HEMT en opération.

1.4 Plan du document

Le présent manuscrit est composé de huit chapitres. Le premier correspond à l'introduction (ce chapitre). Elle permet de faire une mise en contexte, de décrire la problématique, de justifier et de définir le projet, d'exposer les objectifs et de décrire les principales contributions. Le deuxième chapitre comprend l'état de l'art. Il incorpore de façon cohérente un résumé et une analyse de la littérature qui aborde plusieurs sujets liés à ce projet. Tel que décrit auparavant, la réalisation de ce projet exige la compréhension et l'application de plusieurs concepts qui se trouvent dans plusieurs domaines scientifiques. Ainsi, on abordera entre autres les caractéristiques du GaN, des HEMTs AlGaIn/GaN, leur fabrication, les applications et la

problématique de l'auto échauffement. On discutera sur les différentes techniques pour la caractérisation de l'auto échauffement et on présentera des concepts théoriques sur la méthode de mesure à développer. Dans le chapitre trois on présentera la conception et la fabrication des capteurs de température et les dispositifs GaN à mesurer. On présentera aussi dans ce chapitre les dispositifs et méthodes auxiliaires pour calibrer le système et réaliser les mesures électrothermiques. Le chapitre quatre comprend une description de la première plaque prototype et les résultats des mesures électriques des dispositifs et des capteurs développés. Le chapitre cinq comprend un article de journal qui résume les travaux réalisés jusqu'à ce point et présente les premiers résultats des mesures électrothermiques réalisées avec la nouvelle méthode. Ce chapitre comprend dans sa dernière partie des informations supplémentaires qui n'ont pas été incluses dans l'article. Dans le chapitre six on présente les résultats liés à la deuxième génération de dispositifs. On discute de plusieurs améliorations réalisées sur les nouveaux dispositifs et sur la méthode développée. Le chapitre sept comprend un article de journal qui présente les résultats des mesures électrothermiques réalisées sur les dispositifs de deuxième génération. Finalement le chapitre huit comprend les conclusions sur le projet, les contributions apportées et l'identification d'opportunités pour aller encore plus loin.

CHAPITRE 2 ÉTAT DE L'ART

2.1 Introduction

Ce chapitre comporte une revue de la littérature sur l'état des connaissances des domaines impliqués dans ce projet de recherche. Il comprend principalement des revues et analyses des publications des travaux déjà réalisés. Ainsi, cette partie permettra de mieux orienter ce projet de recherche sur de vraies innovations et sur l'acquisition de nouvelles connaissances. Aussi, on ajoutera stratégiquement des contenus considérés essentiels pour la compréhension et l'analyse des problématiques et défis technologiques que l'on devra affronter.

2.2 Le matériau GaN

Cette section comporte une description du matériau GaN et son intérêt dans le contexte des applications électroniques.

2.2.1 Description dans le contexte des applications électroniques

Le nitrure de gallium (GaN) est un matériau semi-conducteur qui fait partie de la famille des nitrures binaires du groupe III, tels que le InN et le AlN. Il est considéré comme l'un des matériaux semi-conducteurs les plus importants après le silicium, grâce à ses excellentes propriétés électriques et optiques [Morkoç. H., 2008].

Les semi-conducteurs binaires III-N pour des applications électroniques et optoélectroniques peuvent être trouvés principalement en structures cristallines du type Wurtzite et Zinblende. Dans cette classe des matériaux, le GaN est le plus utilisé dans les applications électroniques qui exigent une haute vitesse de transport de porteurs [Quay, R., 2008].

L'existence de matériaux ternaires (alliage à trois éléments) et même quaternaires (alliage à quatre éléments) dans le système de matériaux III-N représente un avantage fondamental par rapport aux autres matériaux semi-conducteurs comme le SiC. Ainsi, il est possible de réaliser des croissances épitaxiales de $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$, $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$, et $\text{In}_x\text{Al}_{1-x}\text{N}$ dans une hétérostructure avec des matériaux III-N binaires qui permettent de réaliser une « ingénierie » de la bande

interdite. Cet avantage présente un impact majeur au niveau des matériaux utilisés pour des applications optiques et électroniques [Quay, R., 2008]. Parmi les matériaux ternaires III-N, le $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ est le plus important, car on peut contrôler efficacement l'inégalité des paramètres de maille par rapport au GaN [Quay, R., 2008].

Dans la fig. 2.1, on peut observer l'énergie de la bande interdite (E_g) de plusieurs semi-conducteurs en fonction de la constante de la maille cristalline. Cette énergie de bande interdite est une mesure de la quantité d'énergie nécessaire à un électron pour passer de la bande de valence à la bande de conduction. On observe que les matériaux binaires III-N présentent une grande plage de valeurs d'énergies de bande interdite. Cette plage est limitée entre le InN qui présente une énergie de bande interdite de 0,69 eV (la plus faible) et le AlN qui présente une énergie de bande interdite de 6,25 eV (la plus élevée). On observe que le GaN se trouve presque au centre de cette plage, avec un $E_g = 3,43$ eV pour le cristal du type Wurtzite (à la température ambiante).

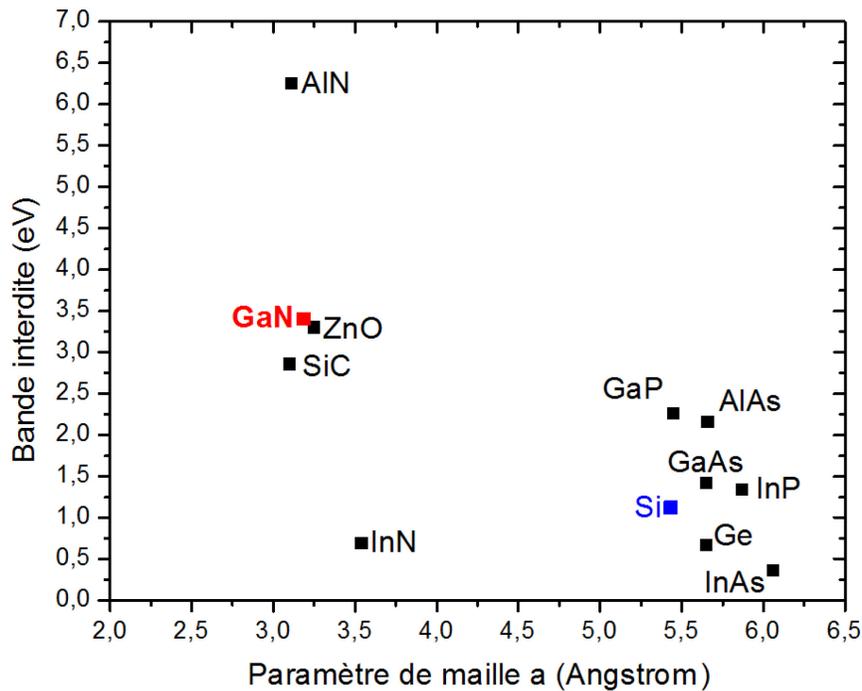


Figure 2.1 Énergie de bande interdite de plusieurs semi-conducteurs en fonction de la constante de maille cristalline. $T = 300$ K. Sources : [Streetman et Banerjee, 2006], [Quay, 2008].

La fig. 2.1 permet de comparer l' E_g du GaN par rapport aux E_g d'autres semi-conducteurs traditionnels comme le silicium (Si), l'arséniure de gallium (GaAs) et l'indium phosphore

(InP). On s'aperçoit facilement que l' E_g du GaN est au moins deux fois plus élevé que tous ces semi-conducteurs. La large bande interdite permet aux dispositifs GaN de fonctionner à valeurs de champs électriques beaucoup plus élevés avant que le claquage arrive. Ce phénomène de claquage est lié à l'ionisation par choc. Ainsi, une forte avalanche de porteurs se produit à fort champ électrique (multiplication d'avalanche) si les courants ne sont pas limités. Le phénomène peut provoquer une dégradation du matériau ou la destruction du dispositif. Le voltage auquel l'avalanche devient considérable est connu comme tension de claquage (V_{BR}) [Schwierz et Liou, 2003]. Le tableau 2.1 montre les valeurs du champ électrique auxquelles le phénomène d'avalanche (claquage) se déclenche pour différents matériaux semi-conducteurs.

Tableau 2.1 Champs de claquage et énergies de bande interdite de plusieurs semi-conducteurs.

Source : [Quay, 2008]

<i>Matériau</i>	<i>Bande interdite (eV)</i>	<i>Champ de claquage ($MV \cdot cm^{-1}$)</i>
Si	1,12	0,3
GaAs	1,43	0,4
InP	1,34	0,45
GaN (wurtzite)	3,43	3,3
InN (wurtzite)	0,7	1,2
BN	6,4	2-6
SiC (6H)	2,86	3,8
Diamant	5,6	5

Pour le GaN, sa caractéristique de haute valeur de champ critique de claquage (E_C) est très favorable dans la fabrication de transistors pour la commutation à haute puissance et pour les applications d'amplification à haute fréquence (i.e. amplificateurs à forte puissance à fréquence micro-ondes *HPAs*).

Même si E_g et E_C sont des paramètres très importants, il y en a d'autres à considérer selon l'application du matériau semi-conducteur. Ainsi, une façon plus complète pour évaluer la performance d'un semi-conducteur est à travers l'utilisation de figures de mérite (FM). Ces figures permettent de comparer différents semi-conducteurs selon les critères d'évaluation qui

la définissent. Une revue pertinente sur les figures de mérite les plus utilisées pour les semi-conducteurs à large bande interdite a été réalisée par [Chow et Tyagi, 1993]. En conséquence, on présente par la suite un résumé des FMs tel que décrites dans cette référence en sachant qu'elles viennent de plusieurs sources. Ainsi, l'une des FM les plus utilisées jusqu'au présent est la FM de Johnson (JM). Elle considère le produit de la puissance et de la fréquence [Quay, R., 2008]. Donc, elle utilise E_C et la vitesse saturée de dérive (v_{sat}) dans le matériau. Ainsi,

$$JM = \left(\frac{E_C \cdot v_{sat}}{2\pi} \right)^2 \quad \text{Eq. 2.1}$$

La FM de Baliga BHM prend en compte la mobilité des porteurs dans le semi-conducteur (μ). Elle est utilisée pour l'évaluation de l'efficacité de dispositifs à haute fréquence [Quay, R., 2008], [Chow et Tyagi, 1993]. Ainsi,

$$BHM = \mu \cdot E_C^2 \quad \text{Eq. 2.2}$$

La figure de mérite de Keyes (KM) évalue la vitesse de commutation du transistor. Ainsi, elle considère v_{sat} , la conductivité thermique du semi-conducteur (k) et la constante diélectrique (ϵ). Ainsi,

$$KM = k \cdot \sqrt{\frac{v_{sat}}{\epsilon}} \quad \text{Eq. 2.3}$$

Autre figure de mérite qui considère les aspects de dissipation de chaleur pour les applications à forte puissance est la figures de Shenai et collaborateurs, aussi discutées dans [Chow et Tyagi, 1993]. Elle est présentée comme les facteurs de qualité Q_{F1} . Ainsi,

$$Q_{F1} = k \cdot \epsilon \cdot \mu \cdot E_C^3 \quad \text{Eq. 2.4}$$

Plus de détails sur les FMs sont donnés dans les références décrites ci-dessus et dans les sources originales. Cependant, l'intérêt principal ici est de voir comme elles ont été utilisées pour comparer le GaN avec plusieurs autres semi-conducteurs. Ainsi [Ostling et al., 2002] ont

utilisé des performances théoriques des semi-conducteurs pour les comparer à travers les FMs des équations 2.1 au 2.4. Le résultat de leurs travaux est présenté dans le tableau 2.2.

Tableau 2.2 Figures de mérite de plusieurs semi-conducteurs

Sources : [Ostling et al., 2002]

<i>Matériau</i>	JM^I	BHM^I	KM^I	Q_{F1}^I
Si	1	1	1	1
GaAs	7	11	0,5	36
4H-SiC	278	29	5,1	594
GaN	756	90	1,6	644

Dans le tableau 2.2 on observe que le Si est la référence, car il est le semi-conducteur le plus utilisé. Ainsi, par rapport au Si, au GaAs et au SiC, le GaN présente les valeurs les plus élevés pour toutes les FMs sauf KM où il arrive en deuxième place après le SiC. Ainsi, cette comparaison à travers plusieurs FMs ne laisse pas de doute sur le potentiel brillant du GaN dans les dispositifs semi-conducteurs à forte puissance et à forte fréquence. Plus concrètement on s'attend à avoir des transistors avec les caractéristiques suivantes :

- Haute tension de claquage
- Hautes valeurs de courant
- Faible chute de tension durant la conduction
- Haute fréquence de commutation

Cependant, si l'on va encore un peu plus profondément dans cette discussion, le fait que sur les quatre FMs présentées, deux considèrent la conductivité thermique comme un paramètre à évaluer est une preuve additionnelle de l'importance majeure des aspects thermiques dans la performance des dispositifs. Les aspects thermiques seront abordés avec plus de détail un peu plus loin.

Il faut cependant noter qu'en réalité, la performance du GaN est variable et dépend en bonne partie de la qualité du matériau fabriqué. Ainsi, dans le GaN hétéroépitaxial, la densité de

dislocations se trouve actuellement de l'ordre de $2 \cdot 10^8$ à $2 \cdot 10^9$ cm^{-2} . Cette densité de défauts est beaucoup plus élevée que celles du Si et du GaAs. Cependant, même si la densité de défauts continue encore à être élevée, les performances des dispositifs électroniques GaN restent avantageuses. Le développement du GaN homoépitaxial est donc un sujet important, mais pas essentiel pour les transistors, selon [Johnson and Piner, 2012]. Dans le cadre de ce projet, l'intérêt sur la qualité du GaN est liée directement à la technologie HEMT. Par conséquent, on présentera l'état de l'art de la croissance des structures GaN dans le cadre de l'état de l'art de la technologie GaN-HEMT.

2.3 La technologie GaN-HEMT

Avant d'entrer plus en détail il faut d'abord clarifier que dans cette section on abordera principalement la technologie de transistors GaN du type HEMT à hétérojonction AlGaN/GaN avec une électrode de grille à contact Schottky. Cette clarification à ce point est jugée pertinente, car on trouve dans la littérature d'autres familles de transistors GaN de type MESFETs et MISFETs qui sont hors de la portée de ce manuscrit. Ainsi, dans ce chapitre on discutera sur le progrès récent au niveau des substrats, de l'épitaxie, de la fabrication et de la performance des HEMTs AlGaN/GaN et InAlN/GaN.

2.3.1 Les substrats

La grande majorité des hétérostructures HEMT AlGaN/GaN sont fabriquées sur substrats différents au GaN. Les substrats les plus utilisés sont le saphir (Al_2O_3), le SiC et le Si. Actuellement, une petite partie des HEMTs sont fabriqués sur substrats en GaN. Les premiers HEMTs AlGaN/GaN ont été fabriqués sur saphir [Khan et al., 1993]. Cette approche vient de l'utilisation du saphir comme substrat pour les structures à DELs GaN. Cette industrie a vécu une croissance exceptionnelle, ce qui a provoqué une augmentation de la taille des plaques jusqu'à 150 mm de diamètre et a permis une diminution des coûts [Johnson et Piner, 2012]. La croissance du GaN sur saphir utilise de couches de nucléation qui atténuent les effets indésirables du désaccord de maille entre le saphir et le GaN. La différence de coefficient d'expansion thermique (CET) favorise la compression des couches épitaxiales. Cette condition provoque une déformation (arc) de la plaque et pas de craquements qui se passent quand le

désaccord de maille est en tension, qui est le cas de l'épitaxie de GaN sur SiC et sur Si [Johnson et Piner, 2012]. Ainsi, même si le coût et les effets de désaccord de maille par rapport au GaN (13 %) [Quay, R., 2008] sont encore gérables, c'est la faible conductivité thermique du saphir (k), d'une valeur environ $42 \text{ W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$ à température ambiante [Kyocera, 2014] son principal désavantage. On a déjà mentionné dans la section 2.2.1 l'importance de la conductivité thermique et son impact sur la performance (ce sujet sera abordé encore plusieurs fois dans le manuscrit). Ainsi, l'utilisation du saphir dans les HEMTs a perdu beaucoup de terrain durant les dernières années, face aux autres substrats. Cependant, il continue à être utilisé dans la recherche et développement de la technologie GaN-HEMT [Johnson et Piner, 2012]. Par exemple, pour les applications RF, des HEMTs InAlN/GaN sur saphir ont été fabriqués récemment avec une densité de puissance de $2,9 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-1}$ à 18 GHz [Lecourt et al., 2011]. Dans ces dispositifs, la densité de courant a été égale à $1,2 \text{ A}\cdot\text{mm}^{-1}$, la transconductance extrinsèque (g_m) a été de $460 \text{ mS}\cdot\text{mm}^{-1}$ et les fréquences de coupure (f_T) et maximales (f_{max}) ont été de 52 GHz et de 120 GHz respectivement. Ainsi, les auteurs considèrent que ces dispositifs présentent du bon potentiel et que sont compétitifs pour des applications haute fréquence. Dans un autre article, des HEMTs à barrière quaternaire InAlGaIn ont été fabriqués sur saphir en obtenant des mobilités Hall de $2200 \text{ cm}^2\cdot\text{V}^{-1}\cdot\text{s}^{-1}$. Ce résultat correspond à une mobilité très élevée dans le GaN. Ainsi, les dispositifs fabriqués ont présenté une densité de puissance de $2 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-1}$ à 40 GHz. Par conséquent, les auteurs considèrent que les dispositifs III-N avec barrière quaternaire montrent des capacités prometteuses [Lecourt et al., 2013]. Cependant, ils laissent savoir que leurs prochains dispositifs à barrière quaternaire seront réalisés sur Si et SiC. Cette information suggère que le saphir impose des limitations sur la performance de cette technologie et par conséquent ils vont changer de substrat.

Les substrats en carbure de silicium (SiC) semi-isolant sont très bien adaptés pour les applications électroniques à forte densité de puissance. Les aspects de désaccord de maille par rapport au GaN (3,4 %) et d'isolation électrique, avec une résistivité $\rho \geq 10^9 \Omega\cdot\text{cm}$ à température ambiante sont meilleurs que le Si et le Saphir [Quay, R., 2008], [Kyocera, 2014]. Cependant, c'est sa conductivité thermique élevée de $390\text{-}490 \text{ W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$ à température ambiante [Cree, 2014] sa caractéristique la plus pertinente. Selon [Quay, R., 2008], la majorité

des dispositifs électroniques avec des résultats exceptionnels rapportés ont utilisé des substrats en SiC. Concernant les coûts, ils sont relativement élevés par rapport au Si et au saphir. Cependant, le diamètre des plaques a augmenté progressivement jusqu'à 150 mm [Cree, 2014] ce qui a permis de réduire progressivement les coûts [Johnson et Piner, 2012]. Par exemple [Pengelly et al., 2012] a réalisé une revue des transistors GaN et des circuits GaN MMIC sur substrats en SiC. Dans cette revue il a expliqué que la haute conductivité thermique du SiC permet de dissiper efficacement la chaleur des dispositifs à haute densité de puissance. Ainsi, la densité de puissance la plus élevée dans le HEMT GaN a été de $41,4 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-1}$ à 4 GHz pour un dispositif à petite périphérie de grille et sur un substrat en SiC [Wu, Y.F. et al 2006]. Pour des dispositifs à plus grande périphérie, la densité de puissance est beaucoup plus faible, mais la puissance en termes absolus peut être très élevée. Ainsi, des HEMTs AlGaIn/GaN sur SiC à 840 W ont été rapportés par [Mitani, E., et al, 2007]. Les dispositifs fournissent un gain de 14,5 dB entre 2,9 à 3,3 GHz (bande S) à $V_{ds}=65 \text{ V}$ et 50 % d'efficacité en conditions pulsées. À l'époque, les auteurs parlaient de la puissance la plus élevée jamais obtenue pour un HEMT GaN.

Les substrats en Si présentent comme avantage le faible coût et la disponibilité de plaques de grand diamètre. Un autre avantage, et pas des moindres, est l'utilisation du savoir-faire pour l'amincissement et le polissage des plaques, la réalisation de connexions traversantes (*via holes*) et le collage de plaques [Johnson and Piner, 2012]. Des substrats du type p ont été utilisés pour HEMTs GaN sur Si pour des applications de commutation à forte puissance et des substrats semi-isolants à haute résistivité $\rho = 1-3 \cdot 10^4 \text{ }\Omega\cdot\text{cm}$ [Quay, R., 2008] ont été utilisés pour l'amplification RF à forte puissance [Johnson and Piner, 2012]. Cependant, le désaccord de maille par rapport au GaN de 17 %, la différence de coefficient d'expansion thermique et des problèmes de diffusion d'Al et de GaN lors de la croissance imposent des défis aux épitaxieurs [Quay, R., 2008], [Johnson and Piner, 2012]. La conductivité thermique est acceptable avec une valeur $k=150 \text{ W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$ à température ambiante [Quay, R., 2008], mais évidemment beaucoup plus faible que celle du SiC. Ainsi, même avec tous ces défis à surmonter, l'activité de recherche et développement du GaN sur Si a été très active durant ces dernières années avec des résultats intéressants. Ainsi [Hoshi et al., 2009] ont rapportés la plus haute densité de puissance sur un GaN-HEMT sur Si (111), avec $P_{dens}=12,88 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-1}$ à 2,14

GHz. L'équipe de [Gerbedoen et al., 2010] a travaillé avec GaN sur Si (001) et ont rapporté des dispositifs à $2,9 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-1}$ à 10 GHz avec une efficacité PAE=20 % et un gain de 7 dB. Dans leur article, les auteurs ont affirmé que c'est la densité de puissance la plus élevée à cette fréquence dans ce type de substrat. L'équipe de [Marti et al., 2012] ont fabriqué des dispositifs GaN sur Si (111) avec une densité de puissance de $2 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-1}$ à 40 GHz avec efficacité PAE = 13,8 %. Ils ont rapporté, selon eux, la fréquence de coupure (f_T) et fréquence maximale (f_{MAX}) les plus élevées dans le GaN sur Si avec des valeurs de 152 GHz et 159 GHz respectivement. L'équipe de [Soltani et al., 2013] ont obtenu une densité de puissance de $3,3 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-1}$ à 40 GHz sur un substrat en Si (110). Finalement, l'équipe de [Murase et al., 2014] ont rapporté selon eux, la première démonstration d'un HFET AlGaIn/GaN sur Si qui combine haute tension de claquage ($V_B=98 \text{ V}$), haute fréquence de coupure et maximale ($F_T=63 \text{ GHz}$, $F_{MAX}=226 \text{ GHz}$), haute densité de puissance $3,82 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-1}$ à 14 GHz et faible figure de bruit ($NF_{min}=1.01 \text{ dB}$) dans la bande de fréquences Ku.

Avant de fermer cette discussion sur les substrats, il est pertinent de mentionner qu'il y a actuellement plusieurs activités de recherche et de développement dans les dispositifs GaN sur substrats en GaN et en diamant. Les avantages évidents sont l'accord de maille cristalline et la haute conductivité thermique. Cependant, à l'époque de réalisation des travaux de recherche de ce projet ces substrats présentent des coûts élevés et sont difficiles à obtenir. Plus de détails sur des recherches récentes sur ces substrats sont donnés dans [Kruszewski et al., 2014] et [Dumka et al., 2013].

2.3.2 Les structures

Les structures épitaxiales pour les GaN-HEMTs, en plus du design et des procédés technologiques de fabrication, déterminent leur performance et fiabilité. Ainsi, les structures sont un sujet essentiel à aborder. Cependant, ce projet est loin du sujet de la fabrication et conception des structures. Ainsi, on abordera dans cette section les aspects essentiels des différentes couches et quelques aspects remarquables au niveau de l'état de l'art.

Couche de nucléation :

Normalement la première sous-structure que l'on met sur le substrat est la couche de nucléation. On peut la considérer comme une espèce de « gabarit » qui permet d'interfacier la maille cristalline du substrat et la maille cristalline de la couche tampon en GaN. On utilise souvent l'AlN comme matériau pour cette couche avec des épaisseurs entre 20-500 nm [Johnson and Piné, 2012], [Quay, R., 2008]. Pour le SiC on utilise fréquemment des épaisseurs entre 20 à 100 nm tandis que pour le Si on utilise de 200 à 500 nm [Johnson and Piner, 2012]. La grande importance de cette couche de nucléation est abordée dans [Gamarra et al., 2013]. Dans cet article ils discutent en détail les conditions de fabrication de la couche de nucléation sur SiC. Au-delà de ça, ils proposent une nouvelle approche par l'insertion de multi puits quantiques AlGaIn/GaN entre la couche de nucléation en AlN et la couche tampon en GaN. Selon eux, cette approche provoque une amélioration de la coalescence durant la croissance, permet de mieux gérer la tension mécanique et par conséquent réduit la déformation de la plaque. Du point de vue de la résistance thermique [Pomeroy et al., 2013] expliquent que la couche de nucléation présente une densité élevée de défauts et que cela peut provoquer une contribution de l'ordre de 10 % à 30 % de la résistance thermique du HEMT. Ainsi, les auteurs ont travaillé dans l'optimisation de la couche de nucléation en ajustant les paramètres de croissance et en réduisant l'épaisseur de 105 nm à 35 nm. Selon eux, cela a permis de réduire de 2,5 fois la résistance thermique à l'interface à une valeur de $1,3 \cdot 10^8 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$, valeur qu'ils affirment être à l'état de l'art pour les structures HEMTs AlGaIn/GaN sur substrat en SiC.

Couche tampon :

Typiquement, sur la couche de nucléation il y a la couche tampon. Cette couche correspond à une structure épitaxiale de GaN qui permet de réduire la tension générée par la différence de CTE (coefficient d'expansion thermique), de réduire la densité de dislocations traversantes et de fournir de l'isolation électrique [Johnson and Piner, 2012]. L'épaisseur de cette couche dépend entre autres du matériau du substrat (à cause du désaccord de maille par rapport au GaN) et de l'application finale du dispositif. Ainsi, pour les HEMTs de commutation à fort voltage, des couches tampons (buffer) de plusieurs microns sont souhaitées pour obtenir un niveau d'isolation électrique adéquat. Quand une couche tampon épaisse est requise, on utilise souvent des couches intermédiaires d'AlN d'une épaisseur qui varie entre 10-20 nm. Ces couches permettent d'éviter l'accumulation de stress et permettent par conséquent de fabriquer des couches tampons plus épaisses [Johnson and Piner, 2012].

Du point de vue thermique [Dubravko, 2014] a réalisé une étude sur la résistance thermique de la couche tampon et de la résistance thermique à l'interface (TBR) de la couche tampon avec le substrat. Ainsi, il explique que cette interface peut avoir une contribution importante à la résistance thermique du dispositif. Cette résistance au flux thermique est provoquée par les différences entre les propriétés électroniques et vibrationnelles des matériaux, par les impuretés et les dislocations. Dans son article il a fait une recherche sur les valeurs rapportées dans la littérature pour la résistance thermique (TBR) pour laquelle il a trouvé entre 30 et plus que $100 \text{ m}^2 \cdot \text{K} \cdot \text{GW}^{-1}$ pour le GaN/Si et entre 4 et $40 \text{ m}^2 \cdot \text{K} \cdot \text{GW}^{-1}$ pour GaN/SiC.

Couches du dispositif :

Le cœur du HEMT est justement la région épitaxiale où se localise le gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG) à haute mobilité. Cette région est typiquement une hétérojonction d'AlGaIn/GaN qui est souvent présentée comme la structure de couche du dispositif [Johnson and Piner, 2012]. Le gaz bidimensionnel présente des densités élevées d'électrons de $0,8$ à $1,1 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ et des mobilités de 1300 à $2000 \text{ cm}^2 \cdot (\text{V} \cdot \text{s})^{-1}$ [Johnson and Piner, 2012]. Ces caractéristiques sont obtenues grâce au puits de potentiel sous le niveau de Fermi généré par la courbure de la bande de conduction. Cette courbure est le résultat des effets combinés de la polarisation spontanée et de la polarisation piézoélectrique. L'hétérojonction AlGaIn/GaN typique utilise une couche barrière d'AlGaIn d'une épaisseur entre 15 et 30 nm et une

concentration molaire de 15 à 30 % d'Al [Johnson and Piner, 2012]. Lorsque l'on augmente la fraction molaire, la densité de porteurs augmente. Cependant, au-delà de 30 % il y a de problèmes de fuites de courant et de qualité de la maille cristalline [Johnson and Piner, 2012]. La tension de pincement du canal augmente lorsque la couche barrière est plus épaisse. Cependant, si elle dépasse une certaine épaisseur, la différence de constante de maille provoquera un stress qui dépasse la résistance de la couche et provoque des fissures et par conséquent la couche d'AlGa_N devient relaxée [Johnson and Piner, 2012].

Par rapport à l'état de l'art, il y a dans la littérature un grand nombre de références de dispositifs HEMT avec hétérojonction AlGa_N/Ga_N simple qui sont performants. Pour la couche du dispositif il est actuellement courant d'utiliser l'AlGa_N/Ga_N de haute qualité avec des valeurs de densité de porteurs et de mobilités dans l'ordre de grandeur de ceux décrits ci-dessus. Cependant, on peut discuter des réalisations récentes qui sont remarquables. Par exemple [Chung et al., 2010] ont fabriqués un HEMT AlGa_N/Ga_N avec une f_{\max} de 300 GHz. Cette fréquence a été rapportée comme la plus élevée pour un transistor Ga_N au moment de la publication. La structure AlGa_N/Ga_N fabriquée par MBE sur un substrat en SiC présente un 2DEG avec une densité de $8 \cdot 10^{12} \cdot \text{cm}^{-2}$ et une mobilité de $2200 \text{ cm}^2 \cdot (\text{V} \cdot \text{s})^{-1}$. Ces caractéristiques électroniques de la couche du dispositif sont un facteur qui a sûrement contribué à l'obtention de ce f_{\max} remarquable. Cependant, au niveau technologique, l'amincissement de la couche barrière (AlGa_N) au niveau de la grille et au niveau des contacts ohmiques a aussi contribué à obtenir ce f_{\max} . De façon semblable, mais sur substrat en Si H-R (111) [Bouzid-Driad et al., 2013] ont rapportés un HEMT AlGa_N/Ga_N avec une f_{\max} de 206 GHz et une f_T de 100 GHz. Selon les auteurs, ces fréquences sont les plus élevées pour un HEMT AlGa_N/Ga_N sur Si. La structure de couche du dispositif présente une barrière Al_{0,26}Ga_{0,74}N de 12,5 nm et une couche de canal en Ga_N de 1,2 μm d'épaisseur. La densité de porteurs du 2DEG de cette structure est de $1,17 \cdot 10^{13} \cdot \text{cm}^{-2}$ et la mobilité de $2000 \text{ cm}^2 \cdot (\text{V} \cdot \text{s})^{-1}$. Les auteurs attribuent en partie ce bon résultat à la haute qualité cristalline et à la faible épaisseur de la couche barrière d'AlGa_N.

Cap Ga_N :

Selon [Johnson and Piner, 2012], basés sur plusieurs références, la couche cap de GaN est utilisée, entre autres, pour corriger des problèmes d'inhomogénéité de la couche barrière AlGaN.

L'équipe de [Guo et al., 2012] a fait une étude par simulation des effets du cap de GaN sur les propriétés électriques des HEMTs AlGaN/GaN. Dans leur étude ils ont comparé une hétérostructure munie d'un cap de GaN dopé $3 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ avec une hétérostructure sans cap. Ils ont obtenu une augmentation significative de la transconductance, du courant I_{ds} et de f_T . Les auteurs ont attribué ces améliorations à l'augmentation de la densité du 2DEG à cause de la présence du cap.

Intercouche AlN :

L'équipe de [Shen et al., 2001] a démontré que l'utilisation d'une couche mince d'AlN entre la couche barrière d'AlGaN et la couche de canal de GaN améliore la densité de charges et la mobilité du 2DEG. Typiquement, l'épaisseur de cette couche est égale ou plus petit que 2 nm [Johnson and Piner, 2012]. L'équipe de [Zhao et al., 2014] explique que l'amélioration de la densité de charges du 2DEG a été attribuée à de plus forts effets de polarisations spontanée et piézoélectrique grâce à la présence de l'intercouche AlN. Les auteurs ont réalisé une étude sur les effets de cette intercouche sur dispositifs HEMT AlGaN/GaN à double hétérostructure sur substrats de Si (111) d'un diamètre de 200 mm, afin d'obtenir des dispositifs performants à faible coût. La structure fabriquée par MOCVD utilise une couche de canal GaN de 150 nm. Plusieurs types de barrières AlGaN avec fractions molaires d'Al de 20, 25 et 30 % et épaisseurs de 10, 15 et 20 nm ont été fabriquées avec les combinaisons des deux variables. Les échantillons ont été divisés en deux groupes : un groupe avec une intercouche AlN avec une épaisseur de 1 nm et un groupe sans intercouche. À partir des résultats, il a été constaté que la résistance de couche (R_{sh}) des structures avec l'intercouche AlN était environ 20 % plus faible que la R_{sh} des structures sans l'intercouche pour les différents échantillons fabriqués. Aussi, les structures sans l'inter-couche AlN ont présenté une R_{sh} avec une dépendance non linéaire de l'épaisseur et de la fraction molaire de la couche barrière beaucoup plus forte que celles avec l'inter-couche. Ainsi, la présence de l'AlN contribue à obtenir une R_{sh} du 2DEG qui est moins sensible aux variations d'épaisseur et de la composition de la couche barrière. Il

a été trouvé que l'intercouche AlN apporte une contribution au confinement du 2DEG lequel sera soumis à une plus faible dispersion spatiale provoquée par la rugosité de surface et par le désordre de l'alliage de la barrière AlGaN.

Les couches décrites ci-dessus sont les plus utilisées dans la fabrication des HEMTs AlGaN/GaN. Afin de résumer la partie structure des couches, on présente dans la fig. 2.2 un exemple de structure typique HEMT AlGaN/GaN.

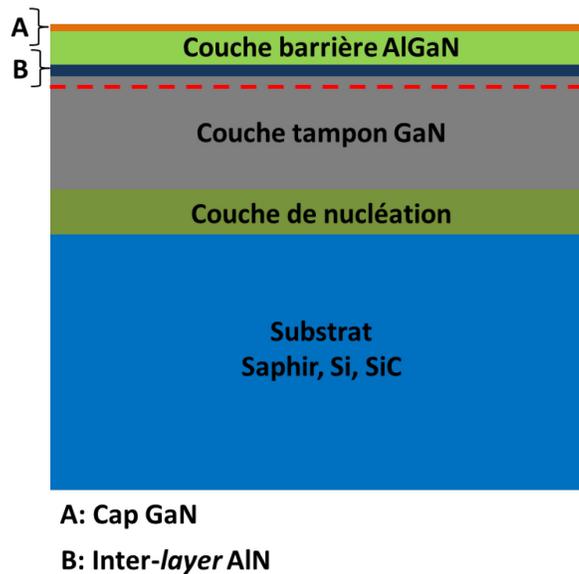


Figure 2.2 Structure HEMT AlGaN GaN avec cape GaN, inter-couche AlN et couche de nucléation AlN

Dans la fig. 2.3 on présente le diagramme de bandes de l'hétérojonction AlGaN/GaN avec l'intercouche AlN. On peut observer le pic d'énergie de la bande de conduction au niveau de l'intercouche AlN. Sous le niveau de Fermi on peut observer le puits de potentiel qui permet la formation du gaz bidimensionnel d'électrons à haute mobilité.

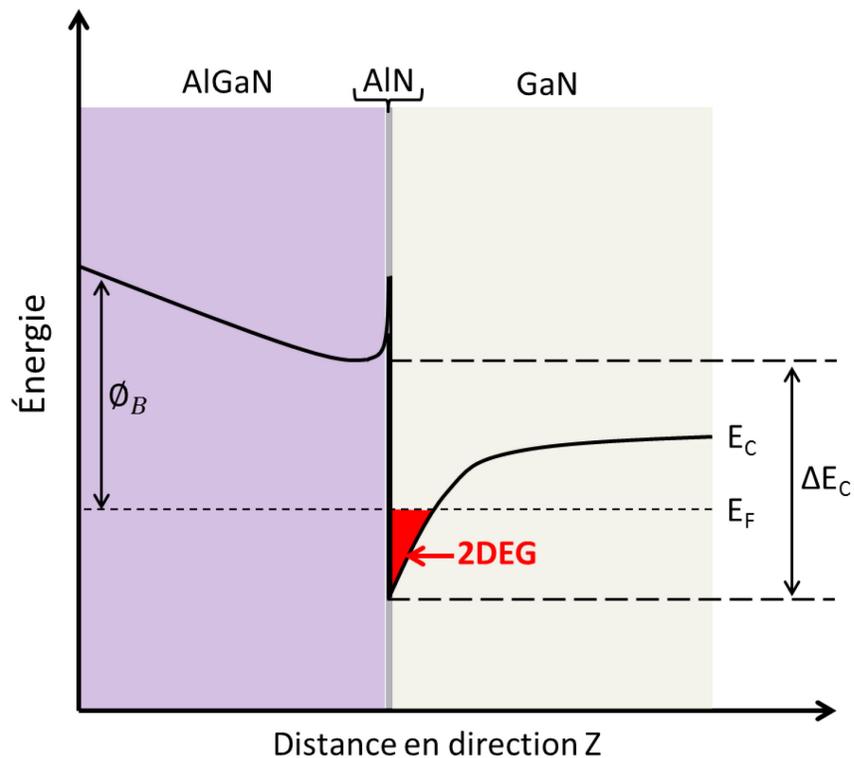


Figure 2.3 Diagramme de la bande de conduction d'une hétérojonction HEMT AlGaN/GaN avec intercouche AlN. Sources : [Shen et al., 2001], [Minj et al., 2012].

2.3.3 Procédés de microfabrication

Les étapes de base pour la fabrication des HEMTs AlGaN/GaN sont : isolation, réalisation de contacts ohmiques, réalisation du contact Schottky (grille), réalisation des plots d'accès et la passivation. L'ordre des étapes présentées ci-dessus peut varier. En plus des étapes de base, plusieurs autres étapes peuvent être ajoutées pour la réalisation de composants plus performants, par exemple, la déposition de couches diélectriques pour diminuer des capacités parasites, des *field plates*, l'amincissement de substrats, la réalisation de *vias*, la métallisation face arrière, etc. Étant donné que la surface de la structure HEMT GaN est très sensible aux produits utilisés pour la microfabrication, il est souhaité de passiver la structure dès que possible [Johnson et Piner, 2012]. Par la suite on discutera les étapes de base et des informations sur l'état de l'art pour chacune. Un procédé de fabrication détaillée sera présenté plus loin afin d'aborder la fabrication des échantillons de ce projet de recherche.

Isolation :

L'isolation permet d'atteindre une indépendance électrique pour chaque dispositif actif sur la plaque. Dans le cas particulier des structures AlGaIn/GaN à déplétion, il y a le 2DEG qui est normalement présent sur toute la plaque. Ainsi, l'objectif de l'isolation est d'éliminer le 2DEG partout sauf aux endroits où on veut avoir des zones actives. Donc, il faut normalement éliminer le 2DEG dans une grande partie de la surface. Il y a deux méthodes pour réaliser l'isolation : la gravure sèche et l'implantation ionique.

La gravure par plasma avec couplage par induction (ICP) et chimie chlorée est devenue la méthode la plus utilisée pour graver le GaN à cause de la bonne uniformité et des dommages moins sévères au réseau cristallin par rapport à la méthode de gravure aux ions réactifs (RIE) [Johnson and Piner, 2012]. Cependant, les dommages provoqués par l'ICP à la structure ne sont pas négligeables. D'autres méthodes de gravure comme la gravure par faisceau ionique et par laser ont aussi été utilisées [Johnson and Piner, 2012].

L'implantation ionique permet d'isoler les dispositifs sans changer la planarité de la structure GaN, car son application ne génère pas de mésas. Ainsi, les zones actives restent à la même hauteur que les zones d'isolation. Cette différence par rapport à la gravure peut être un avantage, car on évite des parois qui sont indésirables (pour la métallisation) [Johnson and Piner, 2012]. Ainsi, l'implantation ionique permet de créer des zones à forte résistivité par l'altération de la composition et dommages au matériau. Plusieurs types d'ions peuvent être implantés dont H^+ , He^+ , N^+ , O^+ , F^+ , Ti^+ , Cr^+ , Fe^+ , etc. Selon [Johnson and Piner, 2012] on peut obtenir des résistivités R_{sh} de $\sim 10^9$ - $10^{12} \Omega \cdot sq^{-1}$.

L'équipe de [Sun et al., 2011] a réalisé une comparaison de la performance DC et RF d'HEMTs AlGaIn/GaN identiques sauf pour la méthode d'isolation utilisée. Les dispositifs sur substrat en Si (111) et $L_g=70$ nm d'une même plaque ont été divisés en deux groupes selon le type d'isolation : groupe « A » par gravure sèche (mésa) et groupe B par implantation ionique. La gravure sèche a été réalisée par plasma à 150 W avec une chimie $Cl_2 : CH_4 : He : Ar$. L'épaisseur de la gravure a été de 200 nm. L'implantation ionique a été réalisée avec P/He et

selon le profil du code *Stopping and Range of Ions in Matter* (SRIM), plusieurs espaces vides sont présents jusqu'à une profondeur de 0,9 μm dans la couche tampon GaN. Dans les deux types isolation, les zones actives ont été bien protégées avec de la photo-résine et la résistance R_{sh} des zones d'isolation a été supérieure à $1 \cdot 10^{11} \Omega \cdot \text{Sq}^{-1}$. De façon intéressante et pertinente à mentionner, les auteurs ont remarqué que les dispositifs avec méssa (groupe A) ont présenté une capacité d'écoulement de la chaleur plus faible que les dispositifs implantés (groupe B), car ils observent un autoéchauffement plus évident dans les courbes $I_{DS}-V_{DS}$. Par rapport au courant de fuite de grille, le courant des dispositifs du groupe B a été semblable pour les dispositifs testés et a donné une valeur de $(4,8 \pm 1,9) \cdot 10^{-4} \text{ mA} \cdot \text{mm}^{-1}$ à $V_g = -9 \text{ V}$. Par contre, les dispositifs isolés par gravure sèche (groupe A) ont présenté une variation importante de valeurs de courant de fuite et des dispositifs ont donné $\sim 1 \cdot 10^{-3} \text{ mA} \cdot \text{mm}^{-1}$. Les dispositifs du groupe B ont donné une $f_T=89,6 \text{ GHz}$ laquelle est 17 % supérieure à celle des dispositifs du groupe A à cause d'une meilleure transconductance RF et des valeurs plus faibles de $(C_{GS} + C_{GD})$. La meilleure performance petit signal a donné des meilleures propriétés par rapport au bruit du groupe B par rapport au groupe A. Finalement, les auteurs indiquent que la dispersion de toutes les données est plus petite (moins de variation) pour les dispositifs implantés.

Contacts ohmiques :

La réalisation de contacts ohmiques implique la photolithographie, métallisation et recuit de contacts. L'alliage le plus utilisé dans les temps récents est Ti/Al/x/Au dont « x » peut être Ti, Ni, Pt, Mo, Pd selon [Johnson and Piner, 2012]. Il est toujours désirable de minimiser la résistance des contacts ohmiques (R_c) des HEMTs, soit pour les applications RF, soit pour les applications à forte puissance. Dans la technologie GaN la réalisation de contacts ohmiques à faible résistance est souvent un défi. Une des raisons est la température de recuit de contacts, qui est typiquement de 850 °C durant 30 s par RTA (recuit thermique rapide) [Johnson and Piner, 2012]. Cette température dépasse la température de fusion de l'Al et par conséquent on obtient une morphologie de contact irrégulière et rugueuse. Au niveau de l'état de l'art, l'équipe de [Chung et al., 2010] a bien détaillé leur procédé efficace de réalisation de contacts ohmiques. Ils ont commencé par une gravure (*recess*) de la couche AlGaN avec un système RIE avec résonance par cyclotron à faible puissance (ECR-RIE) et une chimie Cl_2/BCl_3 . Afin

de minimiser les dommages provoqués par le bombardement ionique, la polarisation RF du système a été fixée à environ 75 V et la puissance du sous-système ECR a été fixée à ~100 W pour obtenir une vitesse de gravure de $1 \text{ nm}\cdot\text{min}^{-1}$. Après la gravure, la structure métallique Ti/Al/Ni/Au a été déposée. Par la suite le recuit RTA a été réalisé durant 30 s en atmosphère d'azote. La température de recuit a été optimisée et a donné comme résultat $820 \text{ }^\circ\text{C}$ pour une couche barrière d'AlGaIn de 10 nm. Le procédé ci-dessus a donné des contacts ohmiques avec $R_c=0,15 \text{ } \Omega\cdot\text{mm}$. Selon les auteurs, il s'agit d'une des R_c les plus faibles rapportées dans la littérature.

Contact Schottky :

Le contact Schottky (métal-semiconducteur) est un élément critique qui détermine le contrôle de la charge par la modulation du 2DEG et les zones à forte intensité de champ électrique dans la région de la grille des HEMTs AlGaIn/GaN [Quay, R., 2008]. Ainsi, la structure de grille et son matériau déterminent les caractéristiques du dispositif [Kawanago, T. et al., 2014]. L'alliage Ni/Au a été historiquement le plus utilisé pour le contact de grille à cause de ses bonnes propriétés électriques et son bonne adhérence à la surface d'AlGaIn [Johnson and Piner, 2012]. Récemment, l'utilisation d'alliages avec du Pt, tels que Pt/Au et Pt/Ti/Au est devenue plus fréquente à cause de la hauteur de la barrière Schottky obtenue avec ce matériau [Johnson and Piner, 2012]. Plusieurs facteurs interviennent dans la fabrication d'un contact Schottky fiable et avec de bonnes caractéristiques. Ainsi, la rugosité de la surface du semi-conducteur est très importante, spécialement dans les dispositifs à petite longueur de grille ($< 300 \text{ nm}$) [Quay, R., 2008]. Le traitement de la surface est essentiel et par conséquent un nettoyage approprié de la surface doit être réalisé avant de déposer le métal [Quay, R., 2008]. Des résidus de résine durant la lithographie et des dommages à la surface du semi-conducteur par procédés de gravure doivent être évités [Quay, R., 2008]. Un exemple de contact Schottky très poussé a été le travail réalisé par [Schuette, M. et al., 2013]. Dans la publication ils ont rapporté la fabrication de grilles en forme de T encadrées avec une longueur de 27 nm. Leurs dispositifs à déplétion et à enrichissement, intégrés dans une plaque GaN sur SiC avec une couche barrière InAlN à faible épaisseur dépassent les 300 GHz pour les fréquences f_T et f_{MAX} . L'alliage utilisé pour la fabrication de ces grilles a été Pt/Au.

Il est bien connu que le matériau de la grille intervient dans la densité électronique du 2DEG et dans le courant de fuite de la grille [Kawanago, T. et al., 2014], ce dernier devant être minimisé. Aussi, le piégeage de charges, qui est un phénomène qui provoque un effondrement du courant de drain I_D est lié en partie aux caractéristiques de la grille [Kawanago, T. et al., 2014]. Par conséquent, [Kawanago, T. et al., 2014] ont réalisé une étude sur l'impact du métal utilisé sur les caractéristiques électriques des HEMTs AlGaIn/GaN. Ils ont comparé le comportement de plusieurs dispositifs avec des grilles fabriquées en Ni, TiN et W par pulvérisation RF à 150 W. Les grilles ont été recuites à 300 °C pendant 10 min en atmosphère hydrogène-azote pour prévenir l'oxydation. Ils ont trouvé que le TiN peut atténuer les effets d'effondrement du courant par rapport au Ni.

Passivation :

Les forts effets de polarisation spontanée (dû à la configuration atomique du matériau) et de polarisation piézoélectrique (dû au désaccord de maille) des dispositifs III-N provoquent des états de surface qui sont indésirables, car ils sont préjudiciables à la performance [Johnson and Piner, 2012]. Ainsi, des états de surface chargés positivement peuvent attraper des charges négatives qui se comportent comme une grille virtuelle qui provoque une déplétion du 2DEG et par conséquent le courant I_D et la puissance s'affaiblissent [Johnson and Piner, 2012]. Pour pallier cette problématique, on a besoin de réaliser une passivation de la surface capable d'éviter la présence des états de surface. La méthode de passivation la plus couramment utilisée dans les hétérostructures AlGaIn/GaN est le dépôt de SiN_x [Johnson and Piner, 2012]. Ce dépôt est typiquement réalisé par PECVD à températures d'environ 300 °C. Cependant les conditions de dépôt sont ajustées pour gérer les contraintes mécaniques et minimiser la dispersion [Johnson and Piner, 2012]. Il est important de mentionner que la couche de passivation autour de la grille peut provoquer une augmentation des effets parasites et de la capacité de bord (*fringing capacitance*) avec des conséquences négatives pour la performance RF des HEMTs [Johnson and Piner, 2012]. Aussi, la couche de passivation peut générer des défis pour la définition de grilles à petites dimensions (< 100 nm) à cause du facteur de forme. Ainsi, dans ce cas il faut que la couche du diélectrique soit très mince [Johnson and Piner, 2012]. Dans la littérature on peut trouver un grand nombre de travaux de recherche sur la passivation des HEMTs AlGaIn/GaN. Une tendance récente est l'utilisation de fines couches

d'AlN. Ainsi [Tang, S. et al., 2013] ont réalisé une passivation effective pour HEMTs à haut voltage (600 V) avec AlN/SiN_x. Les dispositifs HEMT fabriqués présentent une structure avec une couche barrière d'AlGaN de 21 nm, une couche tampon en GaN de 3,8 μm par MOCVD et un substrat en Si type p (111). Ils ont été passivés avec 4 nm d'AlN appliquée par déposition de couches atomiques assistée par plasma (PEALD) et ensuite par déposition de 50 nm de SiN_x par PECVD. Les auteurs ont comparé ces dispositifs avec des dispositifs à l'état de l'art décrits dans la littérature et ont trouvé que la méthode de passivation présentée a permis de mieux pallier l'effondrement du courant, d'améliorer les caractéristiques de fuite en mode OFF et d'atténuer la dégradation de la résistance *on* dynamique (R_{ON}). L'équipe de [Koehler, A. et al., 2013] a combiné une technique de préparation de surfaces *ex-situ* et *in situ* avec la formation d'une couche d'AlN de 4 nm par épitaxie à couches atomiques (ALE) pour passiver des HEMTs AlGaN/GaN sur substrat en Si (111). Ils ont comparé des dispositifs originellement identiques qui ont été passivés soit avec la méthode traditionnelle de 100 nm de SiN_x par PECVD, soit par la méthode de 4 nm d'AlN par ALE. Le groupe passivé avec ALE et recuit à 500 °C n'a pas présenté une diminution de la mobilité du 2DEG, ce qui a été le cas pour les dispositifs passivés avec SiN_x par PECVD. Ils ont aussi trouvé que les dispositifs passivés avec ALE et recuits à 500 °C ont présenté des améliorations de la densité du 2DEG.,

Dans la fig. 2.4 on présente un schéma d'un HEMT AlGaN/GaN avec les étapes technologiques décrites ci-dessus. Il faut noter que l'étape de réalisation de plots d'accès n'a pas été décrite, car il s'agit d'une étape assez standard en microfabrication dans laquelle on fait des ouvertures dans la couche de passivation (soit par gravure sèche ou humide) et on dépose une couche épaisse de métal, typiquement de Au.

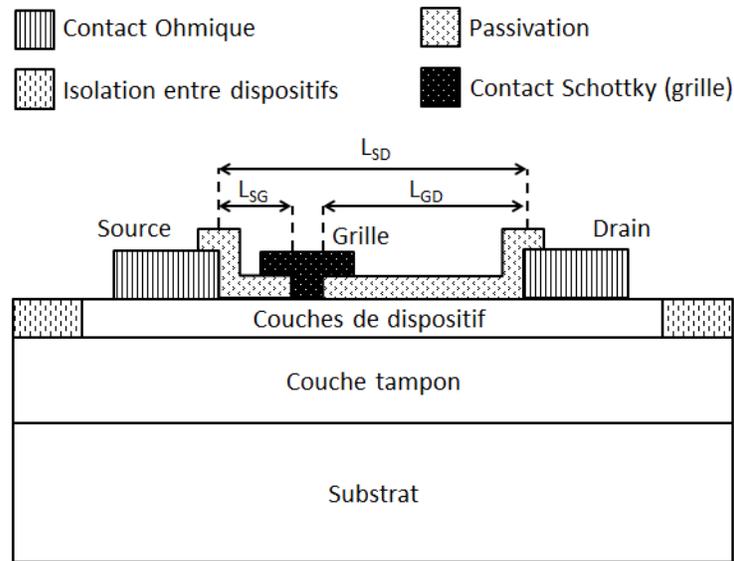


Figure 2.4 Schéma d'un HEMT AlGaIn/GaN avec l'identification de ses étapes technologiques et dimensions de base. Source : [Johnson et Piner, 2012].

2.4 Autoéchauffement et effets thermiques

Tel qu'expliqué dans l'introduction de ce manuscrit, l'autoéchauffement impose des limitations très importantes aux HEMTs GaN. Ce sujet est crucial dans ce projet de recherche et par conséquent il est abordé en détail dans cette section. L'autoéchauffement dans les dispositifs III-N est intense [Quay, R., 2008]. Il s'agit d'un phénomène parasite qui a été bien décrit par [Schwierz et Liou, 2003] dans le cadre de leur ouvrage sur les transistors micro-ondes :

« Lorsqu'un voltage est appliqué à un dispositif semi-conducteur et qu'un courant circule à travers lui, l'énergie électrique est dissipée sous forme de chaleur (transformation de l'énergie électrique en énergie thermique). Quand le dispositif fonctionne en dc, la puissance dissipée (P_{th}) est donnée par :

$$P_{th} = V \cdot I \quad \text{Eq. 2.5}$$

où V est la chute de voltage dc à travers le dispositif et I est le courant dc qui lui traverse. Ainsi, la chaleur se répand à travers le semi-conducteur et par la suite est transférée

ailleurs. Par conséquent, la chaleur provoque une augmentation de la température dans le dispositif. Cet effet est appelé autoéchauffement. Étant donné que les paramètres du matériau semi-conducteur sont dépendants de la température, la connaissance de la température interne du dispositif est essentielle pour la modélisation précise du comportement du dispositif. Cette situation est spécialement véritable pour les transistors à forte puissance où on génère des grandes quantités de chaleur. Pour l'analyse de l'autoéchauffement et pour le design thermique de transistors de puissance, l'augmentation de la température, sa distribution et la résistance thermique du dispositif sont d'un intérêt primordial ».

(Traduction libre)

Cette problématique du fort autoéchauffement des HEMTs AlGa_N/Ga_N a été abordée peu après le début du développement de cette technologie. Par exemple [Gaska et al., 1998] a fait une étude du comportement de la pente du courant I_{DS} en fonction de V_{DS} et a fait une comparaison du transport électronique entre des HEMTs fabriqués sur saphir et HEMTs fabriqués sur SiC. Ainsi, comme décrit dans la section 2.3.1 (les substrats), les bonnes propriétés thermiques du SiC par rapport au saphir ont été rapportées. En accord avec les références précédentes [Lee et Webb, 2004], a présenté à l'époque un des plusieurs modèles analytiques des HEMTs AlGa_N/Ga_N qui prennent en compte la température du dispositif. Selon lui, la problématique de l'autoéchauffement dans les transistors Ga_N sur substrats en SiC est importante, car, les applications de cette sorte de transistors (par exemple les amplificateurs de puissance) provoquent des valeurs de température plus élevées que celles de dispositifs plus conventionnels fabriqués en GaAs et en Si.

Pour l'analyse de la température du dispositif [Schwierz et Liou, 2003] considère principalement le mécanisme de conduction de chaleur et néglige la radiation et la convection. Les auteurs présentent l'autoéchauffement en conditions statiques, c'est-à-dire, que le flux de chaleur dans le dispositif ne change pas avec le temps. Ils considèrent cette approche raisonnable, car les fréquences micro-ondes sont beaucoup plus élevées que les fréquences auxquelles le flux de chaleur pourrait suivre. Ainsi, ils utilisent l'équation 2.6 pour représenter le flux de chaleur et la distribution de la température du dispositif semi-conducteur sous conditions stationnaires :

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} = 0 \quad \text{Eq. 2.6}$$

Où T es la température.

Il faut mentionner que les dispositifs de puissance souvent présentent une structure multidoigt et par conséquent plusieurs sources de chaleur. Ce cas est analysé dans [Schwierz et Liou, 2003] où plusieurs équations sont données pour estimer la température $T_{(x, y, z)}$ de façon analytique à un endroit donné dans le dispositif. Dans le présent manuscrit, on se concentrera plus sur la « mesure expérimentale » de la température d'une seule source de chaleur. Néanmoins, dans la même source de chaleur, la température risque de ne pas être la même partout. Ainsi, la distribution spatiale de la température est un sujet d'intérêt dont on parlera un peu plus loin.

Dans la littérature on peut trouver plusieurs articles qui abordent les effets indésirables de l'autoéchauffement sur la performance et la fiabilité des HEMTs. Dans les travaux de [Nuttinck et al., 2003] et [Nuttinck et al., 2003B] le transistor est considéré comme partie d'un système où il y a un circuit, une carte, l'encapsulation du dispositif, etc., avec un excédent de puissance à dissiper. Ainsi, le système n'est pas capable d'évacuer suffisamment la chaleur générée dans la région active. Par conséquent, il faut voir tous les éléments qu'interviennent au flux de chaleur et les optimiser (gestion thermique). Les auteurs ont évalué la performance d'un HFET AlGaIn/GaN à deux doigts avec $L_g = 0,35 \mu\text{m}$ et $W_g = 250 \mu\text{m}$ et $I_{DS} \approx 750 \text{ mA} \cdot \text{mm}^{-1}$ à 300 K par rapport au changement de sa température d'opération. Cette dernière a été changée entre 25 °C et 267 °C. Ainsi, il a été trouvé que le courant I_{DS} a changé à un rapport de $-3,7 \text{ mA} \cdot (10 \text{ }^\circ\text{C})^{-1}$. Cette réduction de I_{DS} a provoqué à la fois une réduction de l'amplitude de la sortie RF en mode grande signal et par conséquent une réduction de la puissance de sortie RF à températures élevées. Aussi, au niveau de la transconductance maximale ($g_{m\text{-max}}$) le rapport de réduction de ce paramètre a été de $-25 \text{ mS} \cdot (10 \text{ }^\circ\text{C})^{-1}$ à $V_{DS} = 25 \text{ V}$ ce qui a provoqué une réduction de f_T . Ainsi, lorsque la température a été augmentée jusqu'à 267 °C, f_T a diminuée à un rapport de $0,24 \text{ GHz} \cdot (10 \text{ }^\circ\text{C})^{-1}$ à $V_{DS} = 25 \text{ V}$ et $I_{DS} = 70 \text{ mA}$. Selon les auteurs les effets mentionnés sont associés à la diminution de la

mobilité de porteurs avec l'incrément de la température. L'étude comporte aussi l'impact de l'autoéchauffement sur les caractéristiques I-V, petit signal et grand signal par comparaison de ces caractéristiques en mode continu et en mode pulsé. Il a été trouvé qu'en opération en mode continu les dispositifs ont présenté une pente négative dans les courbes I_{DS} - V_{DS} , ce qui est une marque typique d'autoéchauffement. Cependant en mode pulsé, le dispositif semble être libéré des effets thermiques et ça donne comme résultat des valeurs de courant I_{DS} plus élevées. Dans l'étude, à partir des courbes I_{DS} - V_{GS} et g_m - V_{GS} il a été trouvé que la tension de seuil (V_{TH}) se décale vers des valeurs plus bas et que g_{m-max} augmente et se déplace vers des valeurs plus grandes de V_{GS} lorsque le dispositif fonctionne dans un environnement « libre de chaleur ». Pour l'opération RF du dispositif, il a été trouvé qu'en mode pulsé f_T augmente d'environ 5% par rapport au mode continu. Ce résultat en RF correspond bien avec les résultats dc-I-V par l'incrément de la transconductance en mode pulsé.

En ce qui concerne l'aspect fiabilité [Nuttinck et al., 2003] et [Nuttinck et al., 2003B] ont signalé que les dispositifs ont présenté une dégradation irréversible des caractéristiques I-V après les cyclages thermiques jusqu'à 267 °C . Ainsi, ils ont observé un décalage permanent de V_{TH} et une diminution permanente de la $(g_m)_{max}$. Selon les auteurs, si l'on considère seulement la bande interdite des dispositifs fabriqués à base de GaN, ils pourraient opérer jusqu'à 900 K. Cependant, l'opération à température élevée des dispositifs a provoqué une intensification des mécanismes de dégradation et par conséquent il est nécessaire de développer des procédés technologiques qui permettent l'opération fiable à haute température. Une étude un peu plus récente avec une approche différente sur les effets de l'autoéchauffement a été réalisée par [Benbakhti et al., 2009]. Pour cette étude les auteurs ont réalisé un modèle électrothermique cohérent qui prend en compte la température du réseau cristallin partout dans la structure. Ainsi, l'influence de la température du réseau cristallin sur la vitesse des électrons et par conséquent du transport à travers le dispositif peut être déduite avec précision. Dans leur modèle ils ont travaillé avec des hétérostructures AlGaN/GaN en configuration TLM (contacts ohmiques séparés d'une distance connue) sur substrats en SiC, Si et saphir. Ils ont aussi fabriqué ces structures et ont validé leurs modèles à travers des mesures de température par spectroscopie Raman (méthode à décrire plus loin dans ce chapitre). À partir de leurs simulations, ils ont obtenu que la dégradation des caractéristiques I-V dans la

région de saturation et de la température maximale soit dépendante de deux facteurs : des conditions de polarisation et du substrat). Ils ont expliqué que la saturation du courant se passe à une intensité de champ électrique qui est plus faible que le champ électrique de saturation de vitesse de dérive dans le GaN massif. Ainsi, selon eux, les écarts entre les différents niveaux de courant de saturation pour les structures sur substrats en saphir, Si et en SiC sont directement liées à leurs différents niveaux d'autoéchauffement. Les auteurs ont signalé que même si cette conclusion n'est pas surprenante, en considérant les propriétés thermiques des substrats, la détermination quantitative des courants de saturation exige la simulation électrothermique cohérente des dispositifs.

Un aspect important à mentionner dans cette section est l'importance de la prise en compte des effets thermiques dans la modélisation des transistors GaN. Étant donné leur capacité de fournir un fort voltage de sortie, les dispositifs GaN sont préférés par rapport aux dispositifs en technologies traditionnelles dans des amplificateurs de puissance à haute efficacité, tels que les amplificateurs de la classe F [King et Brazil, 2013]. Dans le travail cité, les besoins de modèles non linéaires raffinés des dispositifs sont justifiés par les besoins de pouvoir exploiter au maximum les capacités des dispositifs GaN et de permettre au fabricant du dispositif d'offrir aux concepteurs (clients potentiels) la capacité de faire des designs. Selon [King et Brazil, 2013] la grande majorité de modèles comportent actuellement la température comme une variable dans leurs équations. Cependant, ils affirment qu'il y a une différence importante entre la considération de la température dans le modèle et avoir vraiment un modèle électrothermique cohérent capable de déterminer le point d'opération DC du dispositif dans un amplificateur, lequel va forcément changer avec la puissance d'entrée. Ainsi, ils expliquent que dans plusieurs modèles électrothermiques, la dispersion thermique est seulement prise en compte dans le modèle grand signal par un sous-réseau RC thermique simple (une capacité et une résistance). Selon eux, cette approche est trop simplifiée pour la dynamique thermique d'un HEMT. Par exemple, il est bien connu que la résistivité thermique du GaN change avec la température. Ainsi, il faut considérer une résistance thermique non linéaire absolue. Donc, ils ont utilisé un procédé d'extraction de la capacité et de la résistance non linéaire et ils l'ont implanté dans un nouveau modèle avec un sous-réseau thermique plus complexe qui prend en compte les capacités et résistances thermiques du boîtier

d'encapsulation et du *die attach*. Dans leur modèle, ils ont aussi considéré le piégeage de charges, qui est une autre source de dispersion importante. Pour la validation du modèle en régime petit signal ils ont comparé les paramètres s du composant sur l'abaque de Smith en obtenant une très bonne correspondance entre 500 MHz et 10 GHz. Pour la validation du modèle en régime grand-signal, ils ont comparé les valeurs des produits d'intermodulation IM1, IM3 et IM5 à $2,14 \text{ GHz} \pm 2,25 \text{ MHz}$ (mesures à deux tons avec la même puissance et phase) entre 0 et 30 dBm à l'entrée. Ils ont obtenu une bonne correspondance pour IM1 et IM3 et une correspondance acceptable pour IM5 ce qui est une indication d'une bonne précision de leur modèle.

Avant de passer à la section suivante il est considéré pertinent de mentionner que la problématique de l'auto-échauffement et les effets thermiques ont motivé la réalisation de plusieurs activités de recherche avec des nouveaux matériaux qui visent à pallier la situation. Par exemple [Nochetto et al., 2012] ont étudié l'utilisation de substrat en diamant fabriqué par CVD qui présente une conductivité thermique fortement anisotropique. Ainsi dans ce travail ils expliquent que la résistance thermique à l'interface GaN-substrat après le transfert du GaN au substrat va avoir un effet dominant sur la température. Un autre travail intéressant est celui réalisé par [Yan et al, 2012] où ils ont utilisé du graphène dans la gestion thermique des HEMTs GaN. Ainsi ils ont déposé des petites couvertures en graphène sur les dispositifs qui agissent comme des canaux d'évacuation de chaleur. Étant donné l'excellente conductivité thermique du graphène, ils ont déterminé une diminution de la température des points chauds des dispositifs de $20 \text{ }^\circ\text{C}$ lesquels opéraient à une densité de puissance de $13 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-1}$.

2.5 Techniques pour la caractérisation thermique

Dans la section précédente on a décrit l'autoéchauffement et les effets thermiques dans les HEMTs GaN. Ces effets indésirables doivent être caractérisés afin de pouvoir prendre des actions à plusieurs niveaux, par exemple, la prise en compte dans les modèles, pour la gestion thermique et la fiabilité, pour le contrôle paramétrique en production, etc. Ainsi, la caractérisation de ces effets thermiques dans les HEMTs GaN est une nécessité qui a été signalée par [Schwierz et Liou, 2003], [Kuball et al., 2002], [Darwish et al, 2004] et plusieurs autres. Cependant, pour pouvoir combler ce besoin important de caractérisation, il faut

d'abord savoir quels sont les méthodes de mesures disponibles, étudier leurs avantages et désavantages, avant de faire un choix. Par conséquent, dans cette section on abordera plusieurs méthodes de caractérisation thermique des HEMTs GaN. Ainsi [Blackburn, D., 2004] a réalisé une recension sur les méthodes de mesure de température d'opération de dispositifs semi-conducteurs. Afin de comparer les méthodes de façon sommaire, l'auteur a élaboré un tableau que l'on reprend dans le tableau 2.3.

Tableau 2.3 Méthodes génériques pour mesurer la température de dispositifs semi-conducteurs.

Source : [Blackburn, D., 2004].

<i>Méthode</i>	<i>Exemples</i>	<i>Avantages</i>	<i>Désavantages</i>
Électrique	<ul style="list-style-type: none"> • Voltage de jonction • Voltage de seuil • Résistance 	<ul style="list-style-type: none"> • Dispositif encapsulé • Pas de contact • Potentiellement sous surface 	<ul style="list-style-type: none"> • Moyenné • Peut requérir opération spéciale du dispositif
Optique	<ul style="list-style-type: none"> • Émission IR • Réflectance • Raman 	<ul style="list-style-type: none"> • Carte de température • Pas de contact • Bonne résolution spatiale 	<ul style="list-style-type: none"> • Exige vue de la surface • Potentiellement dispendieux
Contact physique	<ul style="list-style-type: none"> • Nanosonde à balayage • Cristaux liquides • Phosphores thermographiques 	<ul style="list-style-type: none"> • Carte de température • Résolution spatiale potentiellement élevée 	<ul style="list-style-type: none"> • Exige vue de la surface • Contact peut changer la température

Un travail équivalent, mais plus ciblé sur les dimensions des échantillons à mesurer a été réalisé par [Christofferson et al., 2007]. Les auteurs ont évalué plusieurs techniques de caractérisation thermique par échantillons à échelle micrométrique et nanométrique. Ils ont aussi élaboré un tableau sommaire, lequel on reprend dans le tableau 2.4:

Tableau 2.4 Résumé de techniques populaires de mesure thermique à haute résolution pour dimensions micrométriques et nanométriques. Source : [Christofferson et al, 2007]

<i>Méthode</i>	<i>Principe</i>	<i>Résolution</i>			<i>Image ?</i>
		<i>Spatiale (μm)</i>	<i>Température(K)</i>	<i>Temps (s)</i>	
Micro Thermocouple	Effet Seebeck	50	0,01	10-100	Non
Thermographie IR	Émission de corps noir (Planck)	3-10	0,02-1 (si corps noir)	$20 \cdot 10^{-6}$	Oui
Thermographie cristaux liquides	Transition de phase du cristal (couleur)	2-5	0,1	100	Oui
Thermoréflexance	Coeff. réflexion dépend de température	0,3-0,5	0,01	0,006- $0,1 \cdot 10^{-6}$	Oui
Microscopie thermique à balayage (SThM)	Microscope de force atomique avec capteur thermique	0,05	0,1	10- $100 \cdot 10^{-6}$	Balayage
Thermographie par fluorescence	Efficacité quantique dépendante de température	0,3	0,1	$200 \cdot 10^{-6}$	Balayage
Interférométrie optique	Expansion thermique	0,5	0,0001	0,006- $0,1 \cdot 10^{-6}$	Balayage
Sonde à champ proche (NSOM)	Champ proche pour augmenter résolution optique	0,05	0,1-1	0,1- $10 \cdot 10^{-6}$	Balayage
Capteurs de température intégrés	Fabriquer le capteur à l'intérieur du dispositif	100's	0,0002-0,1	$1 \cdot 10^{-6}$	Non

Le tableau de [Blackburn, D., 2004] est considéré très utile, car il fait un classement de base sur les différentes méthodes : électriques, optiques et par contact. En plus, il mentionne de façon générale les avantages et désavantages pour chaque groupe. Le tableau de [Christofferson et al, 2007] présente plusieurs méthodes qui ne se trouvent pas parmi les exemples donnés par [Blackburn, D., 2004]. Mais l'intérêt principal du tableau de [Christofferson et al, 2007] est l'identification de certains critères qui sont importants, tels que la résolution spatiale, la résolution en température et la résolution dans le temps pour chaque méthode. Ainsi, on trouve que les deux tableaux se complètent et sont très utiles comme point de départ.

Les tableaux 2.3 et 2.4 présentent plusieurs méthodes de mesure de température et apportent une vision globale des méthodes existantes. Dans les sections 2.5.1, 2.5.2 et 2.5.3 on présente respectivement les travaux des mesures de température dans les HEMTs GaN par les méthodes optiques, électriques et par contact.

2.5.1 Méthodes optiques

Dans la littérature on a trouvé un grand nombre de travaux de mesures réalisées par des méthodes optiques, dont quelques-uns ont utilisé la thermographie infrarouge (IR) et la grande majorité la spectroscopie Raman. Ces deux techniques optiques utilisent des équipements sophistiqués pour obtenir des valeurs de température grâce à deux types de phénomènes physiques. La thermographie IR se sert de l'intensité de la radiation thermique émise dans une bande spectrale étroite pour extraire la température du dispositif sous test à l'aide de l'application de la loi de Stefan-Boltzman. Cette dernière peut être appliquée pour mesurer la température d'un corps noir. Cependant, le GaN ni aucun autre matériau ne sont un corps noir parfait (absorbeur/émetteur parfait). Par conséquent, pour pouvoir effectuer une mesure quantitative de la température, l'émissivité (\mathcal{E}) du matériau mesuré doit être connue. La microspectroscopie Raman peut être utilisée pour extraire la température d'un échantillon à travers l'utilisation de la lumière (i.e. laser) comme source d'excitation. Cette excitation va générer le phénomène de diffusion Raman. À partir de la diffusion Raman, on peut soit évaluer le changement de la fréquence de phonons (méthode de décalage de fréquence), soit évaluer le rapport entre stokes et antistokes du spectre Raman (méthode de rapport d'intensité) [Yamaguchi et al., 1999]. Ainsi, les deux approches permettent de quantifier la température du dispositif sous test. Les deux techniques optiques (IR et Raman) ont été utilisées dans les mêmes transistors AlGaIn/GaN par [Sarua et al., 2006] pour caractériser leur autoéchauffement. Dans cette dernière étude, les auteurs affirment que la thermographie IR délivre des images de grande surface ce qui permet d'avoir une vision plus globale de la distribution de la température et de détecter les points chauds. Cependant, la résolution spatiale est limitée (3-5 μm) et on peut sous-estimer les valeurs de température avec cette technique. Ainsi ils ont estimé l'incertitude de la mesure peut atteindre 20-50 $^{\circ}\text{C}$ pour des valeurs de température mesurées au-delà de 400 $^{\circ}\text{C}$. Par contre, dans la même étude, ils affirment que la méthode Raman donne une résolution spatiale élevée (0,5 μm) et un risque plus faible de sous-estimer la température. Par contre, les temps d'intégration sont élevés et par conséquent la méthode peut devenir peu pratique si la surface à balayer est grande. La précision estimée de la méthode Raman a été estimée par les auteurs à $\pm 5-10$ $^{\circ}\text{C}$ à 100 $^{\circ}\text{C}$, mais ça dépend aussi du matériau soumis à mesure. [Benbakhti et al., 2009] a signalé une

précision limitée des mesures Raman à températures élevées. Concernant la résolution, l'équipe de [Guangchen et al., 2012] a remarqué que les systèmes de microspectroscopie Raman utilisés dans les premières mesures de température des HEMTs AlGaIn/GaN dans [Kuball et al., 2002] avaient une résolution de 10 °C ce qu'ils ont considéré comme un désavantage. Ainsi ils ont rapporté la mesure de la température d'HEMTs AlGaIn/GaN à haute résolution spectrale qui permet d'obtenir une précision de $\pm 3,2$ °C laquelle selon les auteurs est à l'état de l'art. Cependant, même en considérant les avantages de la microspectroscopie Raman, [Killat et Kuball, 2010] a signalé qu'à date les microspectromètres Raman adaptés à cette application sont des équipements rares. Cette situation impose des limites à l'accès à ce genre d'équipement et par conséquent, des méthodes plus accessibles sont nécessaires. Les systèmes sophistiqués des méthodes optiques sont encore dispendieux, tel que montré dans le tableau 2.3.

2.5.2 Méthodes électriques

Une façon d'éviter l'utilisation des montages sophistiqués et dispendieux des méthodes optiques est l'utilisation de méthodes électriques. Ainsi, [Rossetto et al, 2012] a expliqué que ce genre de mesures comprend, selon la traduction « l'analyse de la variation de paramètres sensibles à la température comme une fonction de la température et des conditions d'opération ». Ainsi, selon les auteurs, étant donné que la température provoque des changements sur la mobilité des électrons et sur la vitesse de saturation, il y a de paramètres sensibles à la température, d'une part R_{ON} dans la région linéaire et d'autre part la tension en polarisation directe de la diode GS à courant constant. Les auteurs cités ont réalisé une étude comparative de trois méthodes, dont deux méthodes électriques qui étaient déjà proposées. La première ces deux méthodes a été présentée par [McAlister et al., 2006] qui a extrait la température et la R_{TH} d'HEMTs AlGaIn/GaN par mesures électriques en DC. La deuxième a été présentée par [Joh et al., 2007] qui réalise l'extraction par mesures pulsées, aussi avec des échantillons HEMTs AlGaIn/GaN.

Dans la méthode DC, la relation entre I_D et puissance ajoutée est extrapolée à partir des courbes I_D - V_D à plusieurs V_{GS} à une température ambiante contrôlée. À partir de ce groupe de

courbes qui donnent une régression linéaire on extrait la valeur de I_D à puissance ajoutée nulle et on normalise par rapport à I_D . Par la suite, des courbes I_D vs. puissance ajoutée sont réalisées à températures imposées par un porte-échantillons à température contrôlée. Pour chaque température, la valeur de I_D à puissance nulle est extrapolée pour enfin obtenir la relation entre I_D à puissance ajoutée nulle et la température. Pour l'application de cette méthode, les auteurs ont assumé que la température est une fonction linéaire de la puissance ajoutée et que la diminution du courant est une fonction linéaire de la température [McAlister et al., 2006].

Dans la méthode pulsée de [Joh et al., 2007] on utilise deux appareils générateurs de pulses et un oscilloscope pour la synchronisation. Les auteurs utilisent deux groupes de courbes I_D - V_D : le premier groupe est obtenu en mode pulsé (durée de pulses < 200 ns) à partir d'un point de polarisation à puissance nulle ($V_{DS} = 0$, $V_{GS} = 0$). Ainsi on impose plusieurs températures (25-175 °C) avec le porte-échantillon à température contrôlée. Donc, on obtient des courbes I_D - V_D où I_{Dmax} diminue et R_{ON} augmente, lorsque la température imposée augmente. Ce groupe de courbes est considéré comme la calibration. Par la suite, dans le deuxième groupe de courbes, le I_{Dmax} est obtenu par la réalisation de mesures I_D - V_D pulsées à partir de plusieurs points de polarisation à puissance non nulle. Par la comparaison de ces deux groupes de courbes, la relation entre la puissance dissipée et la température du canal est obtenue.

La comparaison de [Rossetto et al, 2012] des deux méthodes décrites ci-dessus a été réalisée avec des échantillons HEMTs multidoigt en GaAs. Les résultats de la R_{TH} mesurée a été de $149 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{W}^{-1}$ et $127.1 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{W}^{-1}$ pour les méthodes DC et pulsés respectivement. Selon les auteurs, la méthode DC fournit une température de canal surestimée à cause des effets d'autoéchauffement durant l'étape de calibration. En plus, cette méthode n'est pas recommandée quand les dispositifs à mesurer sont affectés par de fortes oscillations ou quand le phénomène d'autoéchauffement est faible. La méthode de mesures pulsées présente aussi quelques désavantages. Ainsi, elle peut être influencée par les effets des pièges et les capacités parasites des dispositifs.

2.5.3 Méthodes par contact

La mesure de la température à la surface d'un corps solide qui est en contact avec un gaz ou un liquide autour de lui est un problème de mesure de température fréquent. Il peut se régler soit par une méthode sans contact (i.e. par pyrométrie), soit par une méthode par contact (i.e. par thermocouples, par micro sondes à balayage, par cristaux liquides, par phosphores thermographiques, etc.) [Michalski et al, 2001], [Blackburn, D., 2004]. Le principe des mesures par contact se base sur le transfert d'énergie thermique de l'objet soumis à mesure vers le dispositif de mesure. Ainsi, ce transfert d'énergie doit être pris en considération, car il peut avoir un effet sur la température de l'objet mesuré [Blackburn, D., 2004]. Un des avantages de cette méthode est la possibilité de réaliser des cartes thermiques et potentiellement la bonne résolution spatiale.

Selon [Michalski et al, 2001], si l'on assume que le corps solide soumis à mesure est entouré d'un milieu gazeux et est dans un régime thermique permanent. Une source de chaleur surfacique est placée à son intérieur. Donc, la température réelle de surface du corps solide (T_l) est plus élevée que la température ambiante du milieu gazeuse (T_a). La température de surface T_l sera mesurée par contact avec un capteur lequel présente une surface de contact plate qui est en contact avec la surface du corps solide soumis à mesure. Ainsi, quand le capteur est mis en contact, le champ thermique est déformé. L'on assume que le transfert de chaleur entre le solide soumis à mesure et le milieu gazeux se fait par convection et par conduction et que les lignes isothermiques dans le milieu gazeux son déformées à proximité du capteur. Ainsi, la situation décrite et la distribution de la température dans une direction normale à la surface sont montrées dans la fig. 2.5. Le comportement des lignes isothermiques et de la température en état orignal (sans capteur) est montré à gauche. À droite on observe la distorsion des lignes isothermiques, du flux de chaleur et de la distribution de la température après poser le capteur par contact. Source : [Michalski et al, 2001].

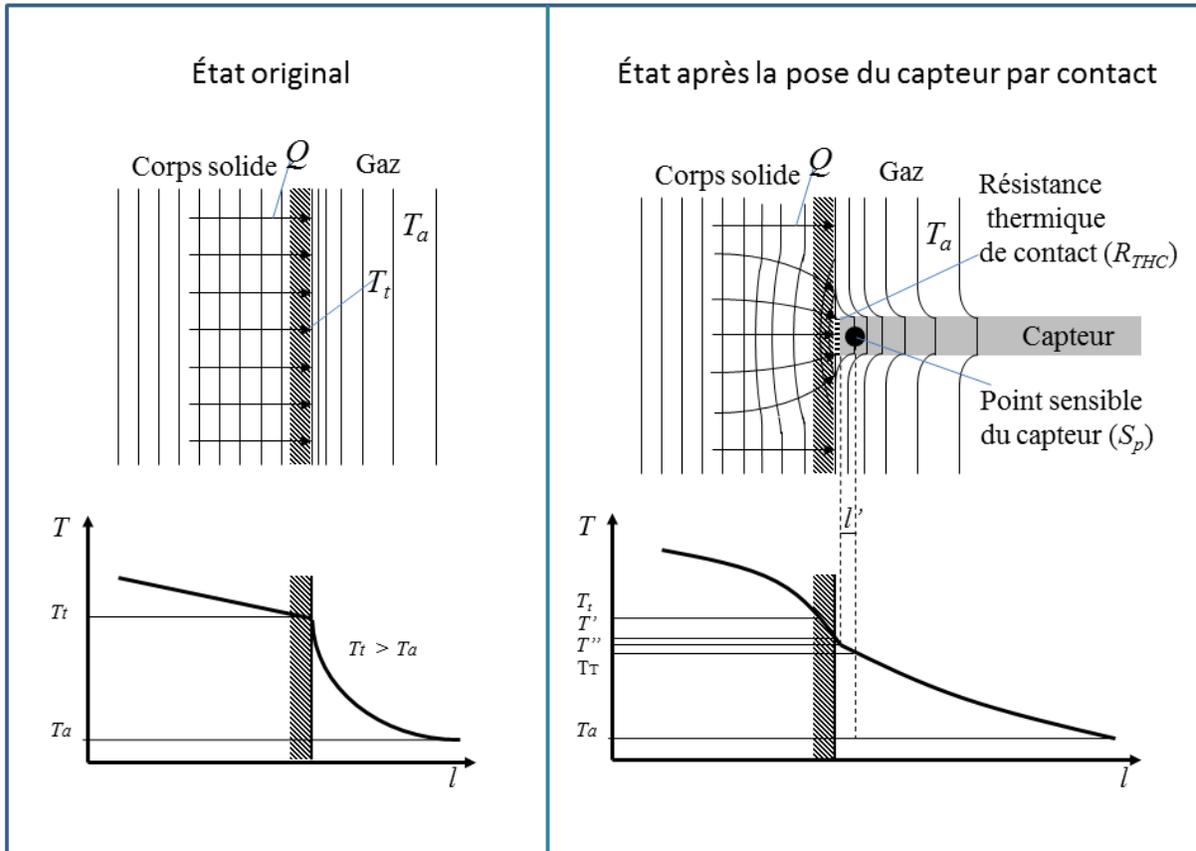


Figure 2.5 Mesure de la température d'un corps solide avec un capteur par contact. Source : [Michalski et al, 2001].

Le contact du capteur avec la surface du solide soumis à mesure provoque une augmentation de flux Q de chaleur à partir de la surface et une déformation du champ de température. Donc, cet effet fait descendre la valeur de la température de sa valeur réelle T_t à une valeur plus faible T' . La valeur de la différence entre les deux températures est connue comme première erreur partielle [Michalski et al, 2001]:

$$\Delta T_1 = T' - T_t \quad \text{Eq. 2.7}$$

$$\Delta T_2 = T'' - T' \quad \text{Eq. 2.8}$$

Ensuite, même si le capteur présente une surface plate en contact avec la surface du solide aussi plate, il y a toujours en conditions réels une résistance thermique de contact R_{THC} . Par

conséquent il y aura une diminution de la température à travers R_{THC} et une nouvelle valeur de la température (T'') est obtenue. La valeur de cette diminution est la deuxième erreur partielle [Michalski et al, 2001]:

Finalement, il faut considérer la situation probable que le point sensible (S_p) du capteur ne se trouve pas exactement au bout du capteur, mais à une distance l' de la surface soumis à mesure. Dans ce cas, la température mesurée par le capteur (T_T) sera celle au point S_p et la différence entre la température au bout du capteur et T_T est connue comme la troisième erreur partielle [Michalski et al, 2001]:

$$\Delta T_3 = T_T - T'' \quad \text{Eq. 2.9}$$

Il faut noter que ΔT_1 , ΔT_2 et ΔT_3 sont des erreurs systématiques de la méthode par contact. Des méthodes analytiques pour les déterminer sont données dans [Michalski et al, 2001]. Aussi, elles peuvent être calculées à partir de simulations à éléments finis.

Dans la littérature on peut trouver quelques techniques par contact utilisées pour mesurer la température des HEMTs GaN. Ainsi, l'équipe de [Sommet et al., 2012] a utilisé la température de transition de cristaux liquides (CLs) pour valider des simulations à éléments finis d'HEMTs AlGaIn/GaN multidoigt sur substrat en SiC. Pour le réaliser, ils ont déposé des petites quantités de CLs aux endroits d'intérêt directement sur les échantillons. À savoir, les CLs sont des composés organiques capables de diffuser la lumière incidente de façon sélective à la longueur d'onde. Cette sélectivité est dépendante de leur température. Ainsi, la couleur observée du LC va changer à une valeur de température spécifique. Les compositions des CLs viennent commercialement pour une largeur de bande spécifiée, souvent en °C. Selon les sources citées dans [Blackburn, D., 2004] il y a plusieurs compositions de CLs disponibles pour mesurer la température entre -30 °C et 120 °C. La résolution spatiale peut atteindre 1 μm et la résolution en température de 0,1 °C a été démontrée. Ainsi cette méthode est relativement simple et à relativement faible coût. Cependant, l'application de cette méthode implique la contamination des échantillons avec les composés organiques et sa praticité pour

des mesures systématiques est limitée. Ainsi, cette méthode est plutôt utilisée pour validation à bandes de température spécifiques.

Une autre méthode a été l'utilisation d'un système de microscopie à force atomique (AFM) et une microsonde thermique pour réaliser une carte de température d'HEMTs AlGaIn/GaN à plusieurs points de polarisation [Aubry et al., 2007]. Dans cette méthode connue comme microscopie thermique à balayage (S_{Th}M), les auteurs ont fabriqué un capteur en Pd à résistance variable et l'ont placé au bras (*cantilever*) du système AFM. Par la suite ils ont calibré le capteur entre 27 °C et 137 °C. Les auteurs ont obtenu des cartes de température qui permettent d'examiner sa distribution. Même si la résolution spatiale n'a pas été spécifiée, on peut observer dans les figures des lignes de balayage avec plusieurs points entre des segments de 0,5 µm, ce qui veut dire que la résolution est meilleure que cette valeur. Les auteurs ont trouvé que la valeur de la résistance thermique des dispositifs est dépendante des conditions de polarisation et que pour une même valeur de puissance, on peut obtenir des résistances thermiques différentes. Ils ont décrit cette situation comme paradoxale et l'explication donnée à travers de la simulation ce que la modulation de la zone de déplétion entre la grille et le drain est dépendante de la polarisation et par conséquent, il faut prendre en compte cet effet géométrique pour bien prédire la température. Cependant, il y a quelques limitations dans cette méthode qui ont été signalées par les auteurs. Premièrement, les résultats n'ont pas permis de mesurer des zones chaudes (*hot spots*) dans les dispositifs et cette situation n'a pas corrélé avec leurs simulations. L'explication est que les dispositifs mesurés avaient une couche de passivation qui a empêché de mesurer correctement les zones chaudes. Bien que cette explication puisse justifier partiellement ce résultat, il faut noter que les auteurs ont signalé aussi une connaissance très limitée de l'échange thermique entre la petite pointe du capteur et la surface des dispositifs soumis à mesure. Ainsi, le contact thermique entre la micro sonde et le dispositif peut être une source de divergence et cette situation indésirable a été mentionnée par [Simms et al, 2008]. De façon sommaire [Christofferson et al, 2007] a mentionné que la technique S_{Th}M donne une très bonne résolution spatiale qui peut aller jusqu'à 50 nm, mais la qualité des cartes thermiques est sensible aux conditions de la surface, que le système est très complexe et dispendieux et le temps de balayage et d'acquisition des données peut devenir considérable.

Une autre technique par contact utilisée récemment et la thermométrie par résistance du métal de grille (GMRT). Cette technique a été appliquée dans [Schwitter et al., 2013] sur structures de test pHEMTs GaAs pour mesurer la température à la jonction de la grille. Selon les auteurs cette région est d'intérêt, étant donnée la proximité entre la jonction de grille et la source de chaleur. L'avantage de cette technique selon les auteurs est qu'elle n'a pas besoin d'équipement sophistiqué ni montages complexes pour être appliquée. Ainsi, cette approche présente une caractéristique qui coïncide avec les objectifs fixés dans ce projet de recherche. Cependant, dans cette technique le dessin du dispositif est modifié en ajoutant des contacts et des résistances supplémentaires pour pouvoir utiliser la résistance de grille comme capteur de température. Un problème signalé dans cette application est l'interférence provoquée par le courant de fuite de grille à cause du phénomène d'ionisation par choc. Même si les auteurs ont essayé de pallier le problème en utilisant un courant de grille (capteur) en AC, à partir d'une certaine valeur de V_{GS} , le phénomène devient dominant en provoquant une surestimation de la valeur de la température. Ainsi, la validité des mesures est limitée à une portée de valeurs où l'interférence de l'ionisation par chocs est faible. Une nouvelle étude avec la même technique a été réalisée par [Schwitter et al., 2014] dont les dispositifs soumis à mesure sont des HEMTs AlGaIn/GaN sur substrats en Si. À partir de la description du procédé, on se rend compte de leur besoin de réajuster le courant de grille durant les mesures pour compenser la variation de la polarisation. Malheureusement dans cette publication, les auteurs n'ont pas présenté le comportement électrique des dispositifs lors de la mesure de la température. Ainsi, on ne peut pas déterminer si les dispositifs se comportent comme des dispositifs traditionnels ou s'il y a des limitations ou anomalies durant la réalisation des mesures de température, car le sujet n'a pas été abordé. En tout cas, le fait que la grille est utilisée en conditions anormales pour la mesure de la température est un désavantage potentiellement important de cette méthode.

2.6 Notion d'une nouvelle méthode électrothermique intégrée

Dans la section précédente, on a réalisé une révision de méthodes existantes qui ont été appliquées pour mesurer la température du canal (T_{ch}) des HEMTs en GaN. Il est évident que

chaque méthode présente des avantages et des désavantages. Ainsi, les méthodes optiques donnent une capacité de mesurer la température et de voir sa distribution spatiale. Cependant, en plus des limitations par rapport à la résolution en température, ces méthodes utilisent des équipements sophistiqués et dispendieux, souvent peu accessibles. En plus, le traitement de données peut devenir long et complexe. Les méthodes électriques présentées sont de méthodes indirectes qui demandent un procédé d'extraction. Ils présentent souvent de limitations imposées par les caractéristiques électriques des dispositifs. Aussi, il faut faire des hypothèses qui peuvent affecter la précision des résultats. Dans les méthodes par contact on a observé une diversité intéressante par rapport au degré de complexité et au coût associé. Ainsi, il y a la simplicité des cristaux liquides. Ensuite, on passe par un degré intermédiaire de complexité avec la thermométrie de grille. Finalement, la microsonde de température à balayage qui ressemble du point de vue complexité et coût aux méthodes optiques. Ainsi, cette analyse génère de fortes motivations pour le développement de nouvelles méthodes de caractérisation thermiques pour l'étude des effets thermiques des HEMTs GaN avec une cible sur les aspects de complexité, de coût et de praticité. Si l'on examine encore le tableau 2.4 on observe deux approches qui n'ont pas été encore appliquées à la caractérisation des HEMTs GaN : le thermocouple et la sonde RTD (*Resistance Thermometer Detector*) intégrés. Ainsi, dans ce projet on a identifié cette opportunité d'innovation qui pourrait éventuellement remplir le besoin d'une méthode efficace à degré de complexité et coût modérés. Une vision similaire a été celle des chercheurs qui ont travaillé sur la thermométrie de grille. Cependant, dans cette méthode ils ont utilisé un élément déjà existant dans le dispositif (la grille) pour mesurer la température, ce qui en principe est une bonne idée. Le problème de cette approche est l'interférence électrique-thermique et le degré de complexité ajouté par l'insertion de résistances épitaxiales dans la plaque. Le défi proposé ici est de développer une méthode par contact à travers l'intégration d'un microcapteur indépendant dans le HEMT, tout en minimisant les interférences et en gardant la simplicité. Jusqu'au présent, selon la revue de la littérature, aucune méthode semblable n'a été proposée. Ainsi, dans le tableau 2.5 on présente les critères de base pour le développement de la méthode.

Tableau 2.5 Critères pour le développement de la méthode de caractérisation électrothermique d'HEMTs GaN.

<i>Critère</i>	<i>Description</i>
Innovation	<ul style="list-style-type: none"> • Plutôt une nouvelle approche qu'une amélioration d'une méthode existante. • Offrir de nouvelles possibilités et caractéristiques.
Complexité	<ul style="list-style-type: none"> • Maximiser la simplicité. • Éviter des procédés d'extraction compliqués. • Éliminer l'utilisation d'équipements ou des montages très complexes. • Éviter l'utilisation de paramètres difficiles à mesurer.
Indépendance	<ul style="list-style-type: none"> • Minimiser les interférences entre le dispositif et le système/procédé de mesure. • Fonctionnement en conditions réelles durant la mesure de température.
Applicabilité/Accessibilité	<ul style="list-style-type: none"> • Applicable à HEMTs GaN de caractéristiques standard sur plaque. • Applicable dans les plages de valeurs de température d'HEMTs à forte densité de puissance, indépendamment du substrat. • Basé sur éléments et équipements facilement accessibles.
Coût	<ul style="list-style-type: none"> • Beaucoup plus faibles que ceux des méthodes basées sur équipements et appareillages sophistiqués.
Précision/exactitude en température	<ul style="list-style-type: none"> • Précision équivalente ou meilleure à celle de la méthode Raman (± 5 °C) • Minimiser l'assomption de paramètres ou de comportements. • Minimiser les erreurs partielles systématiques Δ_1, Δ_2 et Δ_3. • Prendre en compte les sources d'incertitude.
Résolution en temps	<ul style="list-style-type: none"> • Privilégier la capacité de mesures en temps réel. • Obtenir une résolution en ordre de secondes (régime permanent).
Résolution spatiale	<ul style="list-style-type: none"> • Inférieure à la taille du canal pour une température de canal (ordre de μm). • Autour de composants pour déterminer distribution de température (ordre de μm).

À partir des critères établis ci-dessus (semblable à un cahier de charges) on peut alors commencer à réfléchir un peu plus profondément sur l'approche à prendre. Il est fort probable qu'il y aura des compromis à faire. Ainsi on peut se poser plusieurs questions: quel sera le

principe de base et le type de capteur à intégrer ? Est-ce que le capteur sera un composant discret existant ou faut-il le développer ? Combien de capteurs va-t-on utiliser par transistor ? Comment faire pour éviter des interférences entre le capteur et les transistors soumis à la mesure ? Quelles seront les conditions limites pour réaliser les mesures ? Comment faire pour minimiser les erreurs systématiques ? Quels seront les éléments du montage et instruments nécessaires ? Les réponses à ces questions et à plusieurs autres seront présentées dans les chapitres suivants.

CHAPITRE 3 CONCEPTION ET

DÉVELOPPEMENT

Dans le chapitre précédent, on a présenté le matériau GaN et l'état de l'art de la technologie des HEMTs GaN. Ensuite on a présenté l'autoéchauffement, les effets thermiques et l'état de l'art de différentes méthodes pour caractériser les effets thermiques. Après une évaluation de ces méthodes qui justifient le développement d'une nouvelle méthode, on a donné finalement une notion et des critères pour le développement. Dans ce chapitre on présentera le développement de base de la nouvelle méthode à travers des étapes de conception et de fabrication de masques et des composants auxiliaires nécessaires pour son application.

3.1 Le capteur de température

Pour mesurer la température dans le canal des HEMTs GaN par contact il faut d'abord prendre en compte plusieurs facteurs :

- a. les dimensions de la zone où l'on va mesurer;
- b. la bande de températures à mesurer;
- c. les perturbations provoquées par le capteur sur le dispositif soumis à mesure (DUT);
- d. les perturbations provoquées par le DUT sur la réponse du capteur;
- e. les erreurs systématiques.

Si l'on fait une recherche sur les différents types de dispositifs de mesure de température par contact on observe qu'il y a plusieurs critères de classement. Un classement de base est celui de la permanence du dispositif. Ainsi, il y a des dispositifs non permanents (portables) et il y a des dispositifs permanents, c'est-à-dire fixés dans le dispositif [Michalski et al, 2001]. Un avantage des dispositifs permanents mentionné par [Michalski et al, 2001] est une lecture plus précise de la température car la résistance thermique de contact R_{THC} est nulle ou au moins plus petite. D'un autre côté il faut aussi réfléchir au fait des dimensions du canal d'un HEMT GaN qui se trouve normalement sous les 10 μm pour L_{SD} et pour les dispositifs RF est dans l'ordre de 1 μm . Il faut aussi considérer que la grille se trouve à l'intérieur de cette zone. Dans

l'analyse il faut considérer que l'utilisation d'un dispositif par contact non permanent exige un contrôle précis de positionnement et d'installation à faible R_{THC} pour avoir une bonne exactitude et répétabilité. En plus il faudrait avoir les moyens de réaliser le transfert de l'information du capteur vers un système d'affichage sans affecter le positionnement ni le contact thermique. Donc, l'approche d'un microcapteur portable tombe dans la gamme des méthodes complexes qui ressemble à la méthode SThM décrite dans le chapitre précédent. Par conséquent, avec l'approche d'un capteur non permanent rejetée, il ne reste que l'approche d'un microcapteur permanent.

Un autre critère de classement de dispositifs est basé sur le principe de fonctionnement. L'ouvrage de [Michalski et al, 2001] fait un classement des capteurs de température par contact selon qu'ils sont non-électriques (liquides dans le verre, dilatation, pression de vapeur, etc.) ou bien électriques. Par exemple, la méthode des CLs décrite dans le chapitre précédent est une méthode non électrique. Dans le cas de l'application visée, un capteur par contact non électrique de dimensions micrométriques semble moins bien adapté à un capteur électrique que l'on pourrait en principe connecter à une station de mesures sous pointes simultanément au dispositif soumis pour la mesure (HEMT) pour réaliser la caractérisation thermique. Par conséquent, on évalue les différents types de capteurs électriques par contact montrés dans la fig 3.1.

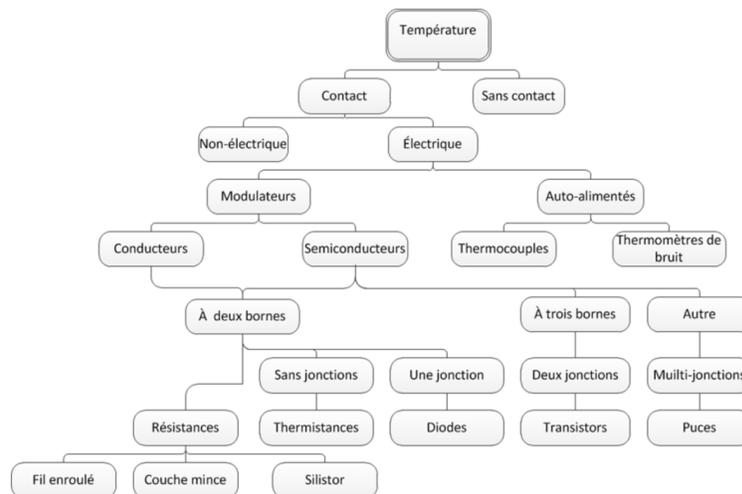


Figure 3.1 Classement de capteurs de température électriques par contact Source : [Michalski et al, 2001]

À partir de la fig. 3.1 on peut se rendre compte de la grande variété de capteurs électriques par contact. Une recherche a été faite pour évaluer la pertinence des différents types de capteurs électriques. Dans le groupe de capteurs autoalimentés, le thermocouple, basé sur l'effet thermoélectrique de Seebeck pourrait éventuellement être adapté aux besoins du projet. Ce genre de dispositif est souvent utilisé en microélectronique pour la mesure de la température. Le procédé de microfabrication des microthermocouples est bien connu et la réalisation est compatible avec les procédés technologiques disponibles dans les laboratoires du LNN.

Les thermomètres de bruit utilisent une résistance dont le signal peut être modélisé comme du bruit thermique [Michalski et al, 2001]. La théorie sur le bruit thermique a été développée par Einstein, Nyquist et Johnson. Le grand avantage de ce type de capteurs est qu'ils n'ont pas besoin de calibration. Cependant, le signal de bruit thermique est très faible, il doit être mesuré dans une période de temps τ et présente des erreurs aléatoires. Ainsi, le traitement du signal implique l'amplification, l'échantillonnage et le filtrage. Étant donné le critère de simplicité du projet on a préféré d'évaluer d'autres solutions avant d'ajouter des capteurs de bruit thermique à la liste des solutions potentielles.

Dans le groupe des capteurs électriques modulateurs, il y a les semi-conducteurs et les conducteurs. Si l'on examine les semi-conducteurs, ils sont classés par le nombre de bornes. Si l'on commence par le plus simple, à deux bornes, on trouve les thermistances, les diodes et les silistors. Les thermistances sont des résistances dépendantes de la température avec un comportement non linéaire. Selon [Michalski et al, 2001] la fabrication de ce type de capteurs est très compliquée. En plus, son utilisation exige une correction et linéarisation de leur réponse à la température. Dans le cas des diodes en polarisation directe, le voltage de la jonction p-n est dépendant de la température. Cependant, la fabrication d'une diode à l'intérieur du canal d'un HEMT en GaN semble d'être un défi « de taille ». À savoir, la grande majorité de diodes utilisées pour mesurer la température ont été développés en Si. Plusieurs étapes technologiques seraient nécessaires dont l'implantation ionique, qui risquerait de compliquer le procédé de fabrication sur une zone si petite des HEMTs et d'affecter leur comportement. Un cas qui demanderait probablement moins d'étapes technologiques serait l'utilisation de silistors. Ces résistances fabriquées en Si ne comportent pas de jonctions.

Cependant, il faudrait intégrer le dispositif en Si dopé [Michalski et al, 2001] dans l'HEMT, ce qui est encore considéré comme un défi très important. Dans le cas de dispositifs à trois bornes et plus on trouve que l'intégration des transistors bipolaires et autres semble pour le moment irréalisable avec des technologies de microfabrication classiques.

Une autre opportunité d'intégration provient de l'utilisation de résistances fabriquées avec des matériaux conducteurs. Ce genre de dispositif est connu comme des sondes RTDs (*Resistance Thermometer Detectors*). Ces dispositifs se basent sur le changement de la résistance d'un conducteur avec le changement de la température. Ainsi, la microfabrication de RTDs peut être réalisée avec une métallisation. Cependant, ces dispositifs à la différence des thermocouples ont besoin d'une source externe d'énergie pour fournir des informations relatives à la température.

Après avoir évalué les différents types de capteurs électriques par contact de la fig. 3.1 on considère que les deux meilleures options sont les thermocouples et les RTDs à cause de la simplicité d'intégration et de la simplicité de conditionnement du signal. Ainsi, on va étudier ces deux types de capteurs un peu plus en profondeur afin d'avoir toutes les informations pour faire un choix technologique valable.

3.1.1 Les thermocouples

L'effet Seebeck se base sur une source de force thermoélectrique (*emf*). [Michalski et al, 2001] a décrit cette force comme « le résultat de la variation de la densité des électrons à travers un conducteur soumis à une distribution de température non uniforme ». Cette *emf* est donnée par :

$$dE = \sigma_A \cdot (T)dT \quad \text{Eq. 3.1}$$

Où σ_A est le coefficient de Seebeck du métal A [Michalski et al, 2001].

La *emf* de Seebeck pour un conducteur homogène (A) dont ses extrémités sont soumises à températures T_1 et T_2 est donnée par :

$$E_A(T_1, T_2) = \int_{T_1}^{T_2} \sigma_A \cdot (T) dT \quad \text{Eq. 3.2}$$

Ainsi, après transformation de l'équation précédente on obtient que :

$$E_A(T_1, T_2) = E_A(T_1) - E_A(T_2) \quad \text{Eq. 3.3}$$

La combinaison de deux conducteurs différents (A et B) qui sont connectés à une des extrémités est connue comme un thermocouple. Le point où les deux conducteurs sont connectés est la jonction de mesure et les extrémités non connectées sont les jonctions de référence [Michalski et al, 2001]. Cette configuration est montrée dans la fig. 3.2. Pour pouvoir mesurer la température T_I à la jonction de mesure, on a besoin d'un instrument capable de mesurer la *emf* de Seebeck. Pour réaliser la mesure, on a besoin de réaliser la connexion de l'instrument avec un métal C . Cette configuration est montrée aussi dans la fig. 3.2.

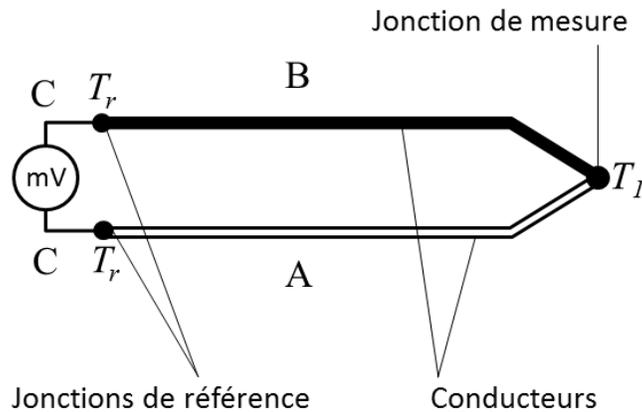


Figure 3.2 Schéma d'un thermocouple. A, B et C sont des conducteurs. T_I est la température mesurée. T_r est la température de référence. Source : [Michalski et al, 2001].

Dans ce circuit, on obtient [Michalski et al, 2001] :

$$E = e_{AB}(T_1) + e_{BC}(T_r) + e_{CA}(T_r) \quad \text{Eq. 3.4}$$

Où:

e_{XX} sont les *emf*s partielles dans le circuit et T_r est la température de référence aux jonctions de référence.

Ainsi, si l'on assume que $T_1 = T_r$:

$$E = e_{AB}(T_r) + e_{BC}(T_r) + e_{CA}(T_r) = 0 \quad \text{Eq. 3.5}$$

Et par conséquent on peut récrire l'équation précédente comme :

$$e_{BC}(T_r) + e_{CA}(T_r) = -e_{AB}(T_r) \quad \text{Eq. 3.6}$$

Si l'on remplace Eq. 3.6 dans Eq. 3.4 on obtient que [Michalski et al, 2001]:

$$E = e_{AB}(T_1) - e_{AB}(T_r) \quad \text{Eq. 3.7}$$

Dans l'équation précédente, on a appliqué la loi du troisième métal, qui établit que si un troisième métal C est introduit dans un circuit à deux métaux A et B, la *emf* résultante ne sera pas altérée si les deux extrémités du troisième métal sont à la même température [Michalski et al, 2001].

Il y a plusieurs métaux et alliages utilisés dans la thermométrie thermoélectrique. Le métal de référence est le Pt à cause de la stabilité de ses propriétés physiques et à sa température de fusion élevée. Les différents métaux et alliages présentent des *emfs* différentes. Ainsi, le choix de matériaux se fait selon la gamme de températures à mesurer [Michalski et al, 2001].

3.1.2 Les sondes RTD

Selon [Michalski et al, 2001] « le principe des sondes *RTD (Resistance Thermometer Detector)* se base sur la dépendance de la résistance de conducteurs métalliques par rapport à la température. Lorsque la température du métal augmente, les amplitudes des vibrations thermodynamiques de son noyau atomique augmentent. Simultanément, la probabilité de collisions entre les électrons libres et les ions attachés est soumise à cette augmentation. Ces interruptions sur le mouvement des électrons libres, provoquées par des collisions cristallines, provoquent une augmentation de la résistance du métal ».

La résistance d'une RTD en fonction de la température T est définie par [Michalski et al, 2001] :

$$\frac{R_T}{R_{T_0}} = 1 + \frac{1}{R_{T_0}} \cdot \left(\frac{\partial R_T}{\partial T} \right)_{T=T_0} \cdot \Delta T + \frac{1}{2!R_{T_0}} \cdot \left(\frac{\partial^2 R_T}{\partial T^2} \right)_{T=T_0} \cdot \Delta T^2 + \dots \frac{1}{n!R_{T_0}} \cdot \left(\frac{\partial^n R_T}{\partial T^n} \right)_{T=T_0} \cdot \Delta T^n \quad \text{Eq. 3.8}$$

Dans la série de Taylor ci-dessus, R_{T_0} est la résistance à une température de référence T_0 , souvent choisie comme 0 °C. Le terme $\Delta T = T - T_0$ [Michalski et al, 2001].

Si l'on assume une augmentation finie de la température, les termes au-delà du troisième ordre peuvent être négligés et on réécrit l'équation précédente sous la forme ci-dessous [Michalski et al, 2001]:

$$R_T = R_0 \cdot [1 + A \cdot \Delta T + B \cdot \Delta T^2 + C \cdot \Delta T^3] \quad \text{Eq. 3.9}$$

où A, B et C sont des termes supposés indépendants de la température [Michalski et al, 2001]. Dans la gamme de valeurs d'utilisation pratique des RTDs les effets de troisième ordre peuvent souvent être négligés. Ainsi :

$$R_T = R_0 \cdot [1 + A \cdot \Delta T + B \cdot \Delta T^2] \quad \text{Eq. 3.10}$$

Et si l'on assume une fonction linéaire de la température, l'équation précédente peut être approximée à :

$$R_T \approx R_0 \cdot [1 + \alpha \cdot T] \quad \text{Eq. 3.11}$$

Cependant, l'approximation ci-dessus est seulement valide pour des petites gammes de valeurs de températures. Aussi, il faut noter que $\alpha \neq A$ [Michalski et al, 2001].

Le coefficient α est une valeur moyenne calculée dans une gamme de valeurs. Ainsi, on utilise souvent les valeurs de 0 °C et 100 °C comme référence, de façon telle que :

$$\alpha = \frac{1}{R_0} \cdot \frac{R_{100} - R_0}{100} \quad \text{Eq. 3.12}$$

où naturellement R_{100} et R_0 sont respectivement les valeurs de résistance à 100 °C et 0 °C.

Les sondes RTDs (nommés aussi dans la littérature comme capteurs RTD ou RTDs) sont normalement fabriquées soit avec un fil conducteur enroulé autour d'un matériau isolant, soit par la déposition du conducteur sur un substrat isolant (couches minces). La résistance nominale d'une RTD est R_0 , prise à 0 °C. Au niveau d'applications industrielles, les RTDs ont une valeur nominale normalisée typiquement à 100 Ω . Néanmoins d'autres valeurs nominales sont disponibles sur le marché. Pour la fabrication, on utilise normalement des métaux purs, dont le Pt, le Cu et le Ni. Cependant, le plus utilisé est le Pt, car ce conducteur est stable, résistant à la corrosion et peut être utilisé à des températures jusqu'à 1000 °C en atmosphère inerte. Ainsi, pour le Pt, entre la gamme de températures de 0 à 600 °C, le rapport entre la résistance et la température est décrit par l'équation 3.10 [Michalski et al, 2001]. Le Ni est normalement utilisé dans la gamme de températures qui va jusqu'à 180 °C, tandis que le Cu est moins utilisé, car il s'oxyde facilement [Michalski et al, 2001]. La fig. 3.3 présente un schéma d'un élément RTD commercial à couches minces.

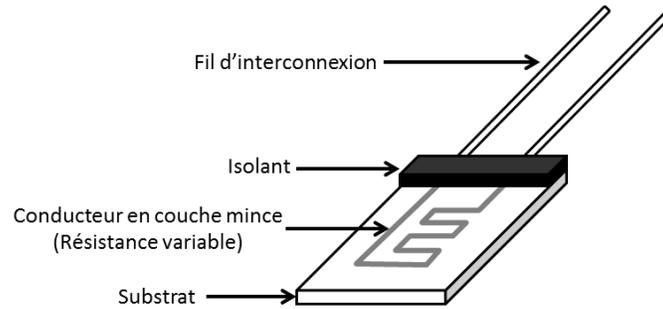


Figure 3.3 Schéma d'un élément commercial de mesure de température par sonde RTD à couche mince. Les dimensions typiques du substrat sont de quelques millimètres.

3.1.3 Analyse pour sélectionner le type de capteur

La comparaison des caractéristiques des thermocouples et des RTDs a été réalisée selon plusieurs paramètres. D'abord il faut dire que les deux types de capteurs sont potentiellement utilisables pour atteindre les objectifs. Les deux sont capables de fournir des valeurs de température dans la gamme visée c'est-à-dire à partir de la température ambiante (20 °C) jusqu'à 250 °C. Les deux sont potentiellement intégrables dans la zone du canal. Cependant, il faut considérer que les zones sensibles à la température des deux types de capteur sont très différentes. Le thermocouple va mesurer la température à un point spécifique, là où il y a la jonction des deux conducteurs. La RTD va mesurer la température partout entre les deux bornes du conducteur déposé. Ainsi, il s'agit d'une différence importante qui demande une analyse minutieuse en considérant que la distribution de la température dans le canal n'est pas uniforme [Sarua et al, 2006]. Ainsi, si l'on vise à mesurer la température maximale (points chauds), le thermocouple semble être mieux adapté en principe. Cependant, il faudrait savoir exactement où se trouvera ce point chaud et par la suite arriver à placer la jonction exactement à cet endroit. On pourrait aussi considérer placer plusieurs jonctions dans le canal afin d'avoir une distribution spatiale, cependant à cette étape de développement, cela ajouterait de la complexité au design, car il faudrait fabriquer plusieurs lignes d'interconnexion dans le canal pour pouvoir mesurer chaque jonction. Pour avoir une valeur de température moyenne, capable de représenter la température du canal avec une seule valeur, le thermocouple semble moins bien adapté. Dans le cas de la RTD c'est le contraire : pour mesurer la température

maximale dans le canal, ce capteur est moins bien adapté que pour la mesure d'une valeur moyenne. L'avantage que l'on voit pour la RTD dans le dernier cas mentionné, ce qu'il y aurait potentiellement plus de marge (tolérance) pour la précision de placement dans le canal et obtenir une valeur de température qui représente la moyenne. Ainsi. La température mesurée par la RTD serait :

$$\bar{T}_{RTD} = \frac{1}{v} \cdot \int_v T \cdot dv \quad \text{Eq. 3.13}$$

Où v est le volume de la RTD et dv est le différentielle de volume

La valeur moyenne \bar{T}_{RTD} pourrait être suffisante pour calibrer les simulations à éléments finis afin d'obtenir plusieurs informations supplémentaires, dont la température maximale, la R_{TH} du dispositif soumis à mesure, si le reste des paramètres sont connus. Un autre paramètre important est la précision de température que l'on peut obtenir avec chaque type de capteur. Cela dépend évidemment du design, mais en général, pour les dispositifs commerciaux, les RTDs permettent d'obtenir une meilleure précision que les thermocouples [Acromag, 2014]. Concernant l'interférence entre le capteur et le dispositif on n'a pas trouvé d'informations dans la littérature. Étant donné que les deux dispositifs fonctionneraient avec un niveau de signal faible, on les considère pour le moment équivalents. Cependant, la RTD a besoin d'une source externe, ce qui n'est pas le cas du thermocouple (autoalimenté). Cette différence peut être vue comme un avantage pour le thermocouple. Par contre, le fait d'avoir besoin d'une source externe peut donner l'avantage de pouvoir ajuster le voltage ou le courant ce qui est une flexibilité additionnelle tout à fait acceptable. Il faut seulement noter que si l'on dépasse un certain niveau de puissance dissipée dans la RTD, un effet d'autoéchauffement pourrait introduire des erreurs de mesure. Ce risque n'existe pas avec le thermocouple. En ce qui concerne la complexité des circuits de mesure, aucun des deux n'exige l'utilisation d'équipement sophistiqué, par conséquent on estime que les deux sont comparables. Finalement on considère la complexité de fabrication. Par définition le thermocouple utilise deux conducteurs différents avec une jonction à un endroit précis. Par contre, la RTD utilise un seul type de conducteur et n'utilise pas de jonction. D'un point de vue de microfabrication, cela se traduit pour le thermocouple comme deux lithographies avec des alignements critiques

et deux métallisations. Dans le cas de la RTD, la réalisation implique une seule lithographie avec un alignement moins critique et une seule métallisation. Ainsi, après toutes les considérations présentées ci-dessus on trouve que le RTD présente plus d'opportunités de réussite pour cette première étape de développement et par conséquent on va travailler avec ce type de capteur pour l'application visée.

3.1.4 Conception de micro RTDs

Dans la section précédente on a réalisé une évaluation qui a permis de choisir la RTD comme type de capteur à développer pour la mesure de la température dans les HEMTs GaN.

Matériau :

Étant donné que le matériau le plus utilisé dans la fabrication de RTDs est le Pt à cause des avantages décrits dans la section 3.1.2 et que la métallisation avec Pt est disponible au laboratoire, on fait le choix de ce matériau même si son coût est relativement élevé.

Dimensions et topologie:

Pour pouvoir intégrer un capteur par contact dans le canal, il faut d'abord considérer les dimensions et la forme du canal. Ces caractéristiques sont très dépendantes de l'application et du design du dispositif. Par exemple, pour un HEMT GaN à l'état de l'art pour les applications RF, la distance entre la source et le drain L_{SD} peut être aussi petite que 1 μm . Par contre, le développement du composant (W) peut atteindre des dizaines de microns. Ainsi, la réalisation de dispositifs avec des petites distances L_{SD} exige l'utilisation de technologies lithographiques plus poussées que la technologie de photolithographie optique classique (c'est-à-dire lithographie par faisceau d'électrons). Donc, la réalisation d'un capteur à l'intérieur de la zone active d'un HEMT à court L_{SD} exige aussi des techniques lithographiques poussées. Cependant, l'objectif immédiat du projet n'est pas d'intégrer le capteur dans les dispositifs RF à l'état de l'art, mais plutôt de développer la méthode de caractérisation thermique. Par conséquent, l'utilisation de technologies de lithographie poussées sera laissée en attente à cette étape du projet. Les dimensions du capteur RTD et des dispositifs à mesurer doivent donc être compatibles avec la technologie de lithographie optique standard. En plus, pour éviter l'ajout

de complexité non nécessaire à cette étape, la conception de capteurs sera réalisée pour des HEMTs à un seul doigt de grille.

La fig. 3.4 présente le schéma d'un HEMT à un seul doigt sur le plan x - y . La zone correspondante au canal (zone active) se trouve entre les deux contacts ohmiques sur l'axe x et entre les limites de l'isolation sur l'axe y . Ainsi, le capteur RTD de dimensions micrométriques (μ RTD) doit être placé à l'intérieur du rectangle identifié avec les sommets identifiés comme a, b, c, d . À l'intérieur de ce rectangle, on aura la grille du dispositif.

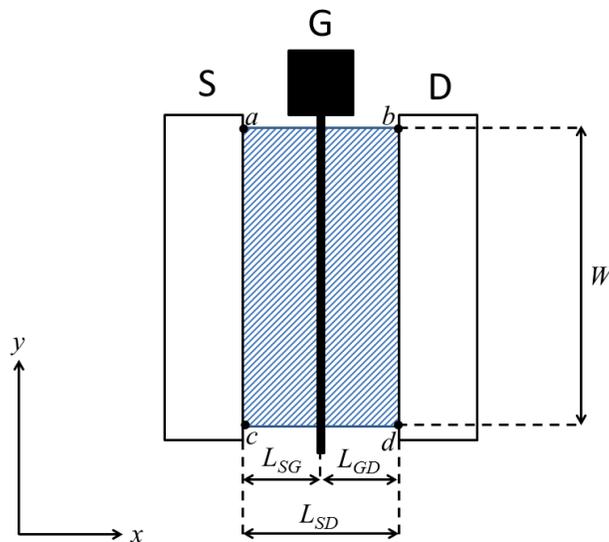


Figure 3.4 Schéma d'un HEMT de base sur le plan x - y . La zone identifiée par le rectangle a,b,c,d est la zone correspondante au canal pour la mesure de la température T_{ch} .

Dans la fig. 3.4 on peut observer que la zone de mesure est dépendante des distances L_{SD} et de W . En plus, la présence de la grille et sa position à l'intérieur du rectangle va définir les distances L_{SG} et L_{GD} qui sont aussi des variables à prendre en compte dans le design. Un autre aspect important est la définition de la position et des dimensions des bornes d'interconnexion ou de mesure de la RTD. En prenant en compte toutes les variables mentionnées, plusieurs options ont été considérées. Afin de synthétiser cette analyse, la liste des critères utilisés pour réaliser un premier design de μ RTD intégrée est la suivante:

- Réaliser le capteur avec des sections L_{RTD} d'une longueur de 2 à 3 μm (analogue à la grille) : cette dimension permet d'augmenter la résistance du capteur par rapport à une section plus large. Cependant, cette section est suffisamment courte pour pouvoir réduire L_{SG} et L_{GD} afin de se rapprocher le plus possible des dimensions d'un dispositif réel. L_{RTD} est aussi assez longue pour pouvoir réaliser des sections larges (W_{RTD}) en minimisant le risque de défauts technologiques associés aux défauts et aux limitations de la photolithographie optique standard.
- Mesurer une température T_{ch} qui représente la température « moyenne » du canal : étant donné que la température dans la zone de mesure risque de présenter une distribution non homogène sur l'axe x et sur l'axe y , le capteur doit « couvrir » une bonne partie de la zone active afin de prendre en compte la non-homogénéité de la température. Le choix de cette approche est uniquement pour le développement de la méthode. Pour la mesure de températures maximales ou des zones les plus chaudes du dispositif (généralement entre grille et drain) il faudrait placer le capteur dans cette zone. Cet aspect sera discuté un peu plus loin.
- Maximiser la résistance du capteur : étant donné que l'on veut éviter des interférences électriques entre le capteur et le dispositif, on veut minimiser le plus possible le courant injecté au capteur (I_{RTD}) et simultanément pouvoir mesurer une valeur de tension de façon précise et fiable (loi d'Ohm). Il faut mentionner encore que I_{RTD} doit être limitée pour éviter l'autoéchauffement de la μRTD .
- Placer les pads de mesure en dehors de la zone active : les pads de mesures prennent beaucoup de place, spécialement si une mesure à quatre pointes est utilisée. Par conséquent il va falloir placer les pads en dehors de la zone active et la partie « efficace » du capteur devra se connecter aux pads à l'extérieur de cette zone.
- Respecter les limitations d'épaisseur de métallisation (EM_{RTD}) : dans les procédés disponibles de métallisation de Pt par évaporation il y a une limite d'épaisseur maximum de 300 nm. Ainsi le design doit respecter cette limite dans le calcul de la valeur de la résistance nominale de la μRTD . La métallisation par pulvérisation de Pt n'est pas disponible dans le laboratoire.

Après avoir défini les critères de design, la forme du premier μ RTD intégré dans un HEMT est présentée dans la fig. 3.5. On estime la forme de ce capteur permettra de réduire les dimensions L_{SG} et L_{GD} du dispositif et bien représenter la température sur la zone active, car il est bien distribué sur les deux axes en considérant les dimensions de la zone active. Il faut aussi noter que le capteur va passer au-dessus de la grille avec la section courte de dimension W_{RTD2} . Ainsi il sera nécessaire d'avoir une isolation électrique de bonne qualité pour éviter des courts-circuits entre le capteur et la grille. Cet aspect sera abordé en détail plus loin.

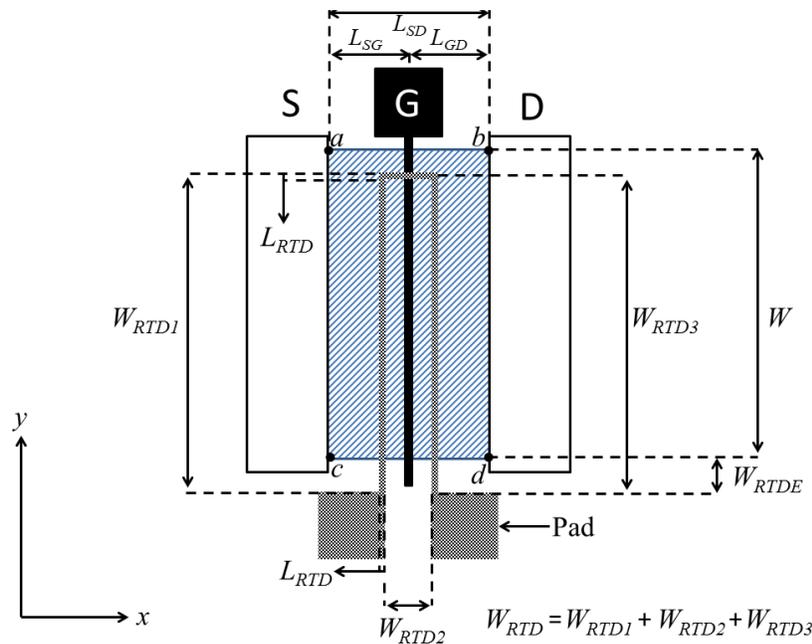


Figure 3.5 Schéma d'un HEMT de base sur le plan x-y avec le design de la μ RTD prototype. Le schéma n'est pas à l'échelle.

Dans la fig. 3.5 les dimensions de la μ RTD suivent la convention des dimensions de la grille pour L et W . La largeur de la μ RTD vient donnée par l'addition des trois segments W_{RTD1} , W_{RTD2} et W_{RTD3} . Le segment identifié comme W_{RTD2} correspond à la section côté droit du capteur hors la zone active. Le schéma n'est pas à l'échelle.

Un autre aspect important à signaler correspond aux sections du capteur qui sortent de la zone active pour se connecter aux pads. Dans la fig. 3.5 on peut observer qu'il y a deux sections dont la distance a été définie comme W_{RTDE} . Ces courtes sections vont générer une erreur de

mesure, car elles se trouvent en dehors de la source de chaleur. Ainsi, cette erreur est semblable à la troisième erreur relative décrite dans la section 2.5.3 et devra être prise en compte. Cependant, la distance W_{RTDE} sera la plus petite possible afin de minimiser cette erreur. En plus, il faut noter que même si les sections de distance W_{RTDE} sont en dehors de la zone active, ces zones présenteront des différences de température relativement faibles par rapport à la température de la zone active, ceci à cause de la conduction de chaleur (étalement) sur les axes x et y .

Après avoir réfléchi à la topologie du capteur et avoir établi certains critères pour définir les dimensions on passe à l'étape de calculs. Ainsi on commence par définir les dimensions dans le tableau 3.1.

Tableau 3.1 Dimensions du capteur prototype

<i>Dimension</i>	<i>Distance (μm)</i>	<i>Critère appliqué</i>
L_{RTD}	2	Respecter résolution de microfabrication par photolithographie optique
$W_{RTD1}=W_{RTD3}$	250	Respecter valeurs typiques de 30-250 μm pour W d'un HEMT générique
W_{RTD2}	8	Contourner la grille et avoir un L_{SD} acceptable.
EM_{RTD}	0,3	Respecter les limites d'épaisseur de 300 nm pour évaporation de Pt.

Avec les dimensions décrites ci-dessus on fait une vérification des paramètres électriques. Ainsi on commence par le calcul de la résistance.

$$R = \frac{\rho \cdot W_{RTD}}{A_{RTD}} \quad \text{Eq. 3.14}$$

Où :

$$A_{RTD} = L_{RTD} \cdot EM_{RTD} \quad \text{Eq-3.15}$$

ρ est la résistivité du Pt, qui à température ambiante (20 °C) est $1,06 \cdot 10^{-7} \Omega \cdot \text{m}$

Ainsi, en remplaçant les valeurs dans les équations 3.14 et 3.15 :

$$R_{20\text{ }^{\circ}\text{C}} = \frac{1,06 \cdot 10^{-7} \cdot (250 + 250 + 8) \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10^{-6} \cdot 0,3 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{\Omega \cdot \text{mm}}{\text{mm}} = 89,74 \Omega \quad \text{Eq. 3.16}$$

La valeur de résistance obtenue se trouve dans une gamme de valeurs de résistance facilement mesurable à l'aide d'un équipement standard. Cependant on va étudier comment va varier cette résistance par rapport à la température et évaluer la sensibilité de la mesure de la μ RTD.

Assumons que le HEMT à mesurer est fortement polarisé et que la température mesurée par la μ RTD est de 250 °C. Assumons aussi que la μ RTD en Pt fabriquée a un coefficient de résistance-température (α) semblable à la valeur normalisée pour une RTD commerciale en Pt tel que $\alpha = 0,00385$ (°C⁻¹) entre 0 et 100 °C selon la norme DIN/IEC 60751 [Omega, 2014]. Ainsi, de façon approximative :

$$R_0 \approx \frac{89,74}{[1 + 0,00385 \cdot (20)]} \approx 83,32 \Omega \quad \text{Eq. 3.17}$$

$$R_{250\text{ }^{\circ}\text{C}} \approx 83,32 \cdot [1 + 0,00385 \cdot (250)] \approx 163,52 \Omega \quad \text{Eq. 3.18}$$

Les calculs ci-dessus assument que α sera constant pour l'intervalle de 0 °C à 250 °C, bien qu'il va varier légèrement. Cependant on a une valeur de résistance estimée qui nous permet d'avoir une idée sur la variation de résistance de la μ RTD et sur l'ordre de grandeur qu'elle va prendre à des températures associées à des fortes valeurs de polarisation.

Ainsi on peut maintenant estimer quelles seront les valeurs des tensions dans les pads du capteur en fonction du courant injecté. Le courant à injecter à la μ RTD doit être assez faible pour éviter l'autoéchauffement du capteur par effet Joule afin d'éviter des erreurs de mesure et dégrader la μ RTD. Selon [Michalski et al, 2001] la $I_{RTD-MAX}$ que l'on peut injecter dans le capteur est donnée par :

$$I_{RTD-MAX} = \sqrt{\frac{\Delta T_{E_{MAX}} \cdot CDT}{R_T}} \quad \text{Eq. 3.19}$$

où :

ΔTE_{MAX} est l'erreur maximum tolérée en °C par rapport à l'autoéchauffement du capteur [Michalski et al, 2001].

CDT est une constante de dissipation thermique dans le capteur qui exprime la puissance pour faire augmenter la température de 1 °C [Michalski et al, 2001].

Ainsi, on va calculer le courant dans un cas défavorable, mais réaliste, dans lequel on mesure la température du dispositif à température ambiante. Donc, pour $T=20$ °C, $R_T=89,74$ Ω. L'erreur maximum acceptée $\Delta TE_{MAX} = 0,5$ °C . Pour le moment on n'a pas une valeur de CDT pour la μ RTD. Cependant, prenons une valeur de référence du tableau 4.2 de [Michalski et al, 2001]. Dans ce tableau, pour une RTD commerciale à couche mince sur céramique, $CDT = 1,9 \cdot 10^{-3}$ mW·°C⁻¹.

On calcule :

$$I_{RTD-MAX} = \sqrt{\frac{0,5 \cdot 1,9 \cdot 10^{-3}}{89,74}} = 3,25 \text{ mA} \quad \text{Eq. 3.20}$$

Le courant estimé impose une limite. Cependant, cette valeur est beaucoup plus élevée que la valeur que l'on va utiliser. Selon [Michalski et al, 2001] les valeurs de I_{RTD} typiques utilisées dans un capteur commercial sont de l'ordre de 1 à 2 mA. Néanmoins, le capteur de dimensions micrométriques devrait gérer beaucoup moins de courant. Si l'on part de l'idée que la résistance du capteur R_T se trouvera entre 80 et 300 Ω, on peut trouver une autre façon d'estimer I_{RTD} . Donc on considère quelle est la valeur minimale de tension que l'on peut mesurer entre ses bornes. Cette valeur est donnée par la sensibilité du système de mesures. Dans les unités de source et mesure (SMU) on peut mesurer des variations de 0,001 mV. Si l'on applique la loi d'Ohm pour une résistance de 80 Ω :

$$I_{RTD-MIN} = \frac{0,001 \cdot 10^{-3} \text{ V}}{80 \Omega} = 12,5 \cdot 10^{-9} \text{ A} \quad \text{Eq. 3.21}$$

Évidemment le résultat de l'équation 3.21 représente une valeur limite, mais ça démontre que l'on a beaucoup de marge (entre les nA jusqu'à mA) pour le choix du courant I_{RTD} . Après la

fabrication de la μ RTD prototype on pourra réaliser des expériences en laboratoire pour déterminer la valeur de I_{RTD} idéale, car il va falloir considérer aussi le niveau de bruit dans le système.

Étant donné que les dimensions et la topologie ont été confirmées par rapport aux paramètres électriques, on passe à la dernière étape du design du prototype qui correspond au schéma pour la fabrication du photomasque. Dans la fig. 3.6 on présente le dessin partiel d'un masque pour la photolithographie avec le dessin du prototype de la μ RTD.

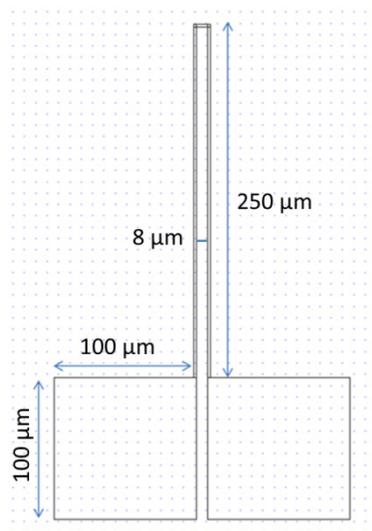


Figure 3.6 Schéma de la μ RTD prototype avec dimensions pour la production du photomasque à utiliser avec la photolithographie optique.

3.1.5 Fabrication de sondes μ RTD prototype

Les procédés de microfabrication des μ RTDs prototype ont été réalisés dans les salles blanches du Laboratoire de Nanofabrication et de Nanocaractérisation (LNN). La réalisation a été faite sur substrats en Si type p . Afin d'éviter des fuites de courant par un contact Schottky entre le métal du capteur et le substrat, une fine couche de SiO_2 par PECVD a été déposée sur les substrats. Dans le tableau 3.2 on présente le résumé du procédé de fabrication.

Tableau 3.2 Procédé de microfabrication de μ RTDs prototype

<i>Étape</i>	<i>Description</i>
1 Dépôt de SiO ₂ par PECVD	Recette CVD3543-1, 2 min. Épaisseur visée/obtenue : 30 nm/28,9 nm
2 Nettoyage aux solvants	Nettoyage standard
3 Nettoyage par plasma-O ₂	50 W; 1 min
4 Dégazage dans le four	125 °C; 15 min
5 Dégazage sur plaque chauffante	150 °C; 1 min
6 Étalement de promoteur d'adhérence	HMDS; 30 s; 5000 RPM
7 Étalement/recuit de résine LOR5A	30 s; 5000 RPM/150 °C; 5 min
8 Étalement/recuit de résine S1805	30 s; 5000 RPM/110 °C; 1 min
9 Exposition avec masque EBR 10 min	15W·cm ⁻² ; 9 s
10 Développement ave MF 319	1 min par immersion
11 Exposition avec masque μ RTD	15W·cm ⁻² ; 4,2 s
12 Développement ave MF 319	30 s par immersion
13 Nettoyage par plasma-O ₂	50 W; 45 s
14 Métallisation Ti/Pt pas faisceau élect.	Ti 1 Å·s ⁻¹ ; visé 10 nm/ Pt 5 Å·s ⁻¹ ; visé 300 nm
15 Soulèvement	Soulèvement standard
16 Nettoyage aux solvants	Nettoyage standard

Il est important de souligner que la métallisation décrite à l'étape 14 du tableau 3.2 comprend deux matériaux. Le premier est une fine couche de Ti qui permettra d'améliorer l'adhérence du capteur à la couche de SiO₂. Ensuite on a déposé le Pt. On espère que la présence de Ti aura un effet négligeable sur le comportement du capteur, car son épaisseur est beaucoup plus faible que la couche de Pt.

3.1.6 Caractérisation de sondes RTD prototype

Après avoir complété la microfabrication des capteurs, on a procédé à réaliser la caractérisation. On a commencé par une caractérisation physique. La fig. 3.7 montre un capteur prototype de l'échantillon identifié comme H555-P.

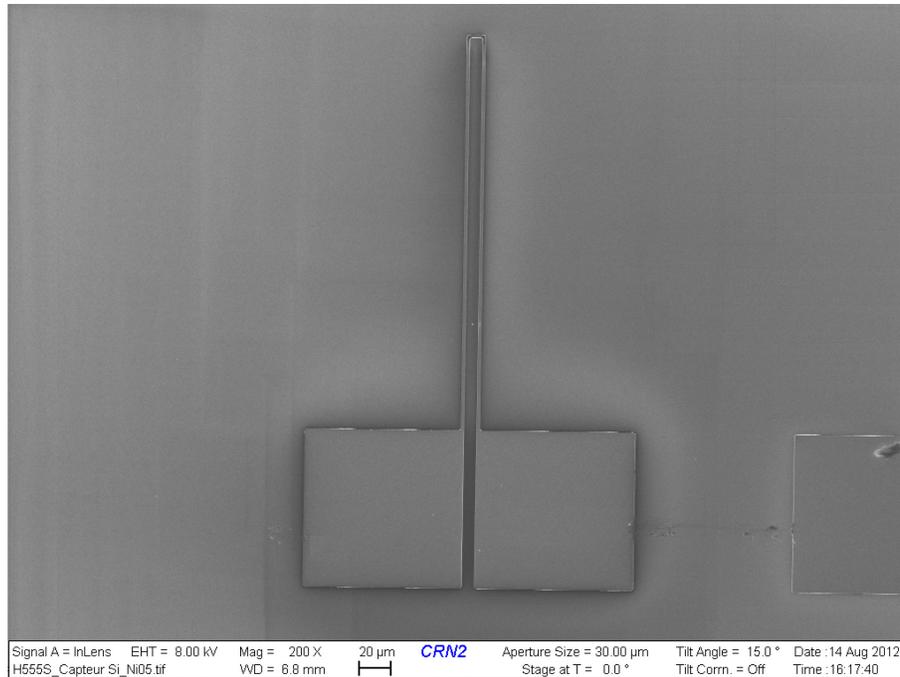


Figure 3.7 Image par microscopie électronique à balayage d'une μ RTD prototype fabriquée avec Pt.

Afin de déterminer les dimensions réelles des RTDs prototype par rapport au design, on a pris des mesures de l'image SEM agrandie, tel que montré dans la fig. 3.8.

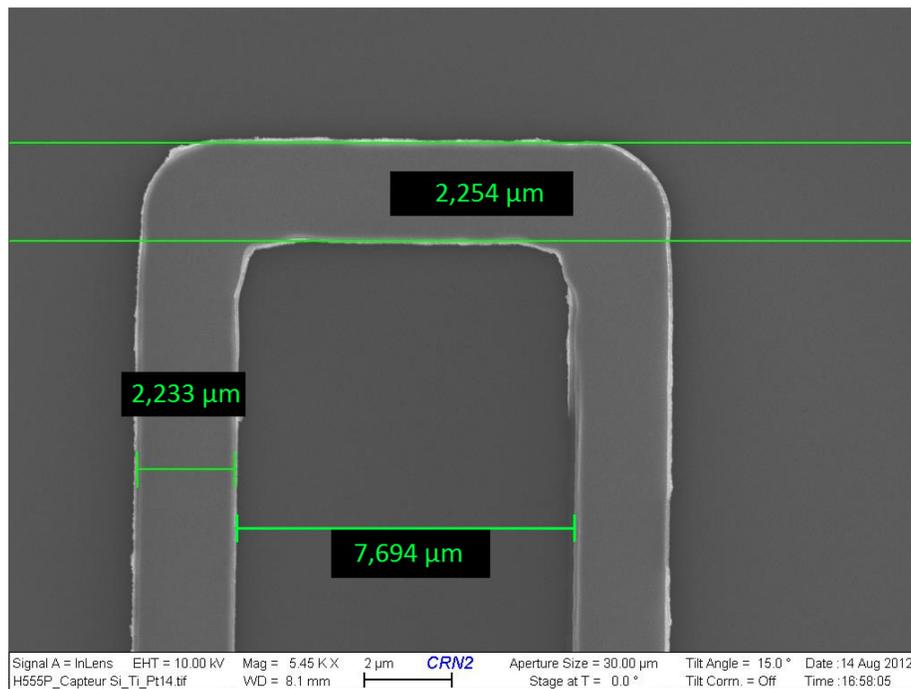


Figure 3.8 Image et dimensions d'une μ RTD prototype fabriquée avec Pt.

La fig. 3.8 montre que la dimension L_{RTD} qui a été dessinée à $2 \mu\text{m}$ présente une dimension réelle d'environ $2,24 \mu\text{m}$. Cette différence est tout à fait attendue avec le type de procédé utilisé. Cependant, on observe que les bords ne sont pas complètement définis. Ainsi, il y a un excès de métal qui est resté accroché aux bords. Cette situation inattendue n'impose pas de restrictions au fonctionnement du dispositif mais devra être corrigée avant de fabriquer les μRTDs dans les HEMTs.

L'autre dimension à obtenir est l'épaisseur du métal EM_{RTD} . Pour obtenir ce paramètre, on a réalisé plusieurs profilométries optiques sur plusieurs μRTDs . La valeur moyenne obtenue a été $EM_{RTD} = 394 \text{ nm}$, valeur qui dépasse de façon importante la valeur visée de 300 nm . Cependant, la valeur de 300 nm était plutôt une limitation technologique, ainsi ce résultat veut dire que l'épaisseur que l'on peut faire par évaporation de Pt est plus élevée que ce qui a été suggéré. Comme conséquence du dépassement de l'épaisseur de l'ordre 25% , les valeurs de résistance calculées vont être modifiées.

Après avoir obtenu les dimensions réelles du dispositif, on recalcule sa résistance en considérant la même résistivité du Pt pur. Ainsi :

$$R_{20^\circ\text{C}} = \frac{1,06 \cdot 10^{-7} \cdot (250 + 250 + 7,7) \cdot 10^{-6}}{2,24 \cdot 10^{-6} \cdot 0,394 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{\Omega \cdot \text{m} \cdot \text{m}}{\text{m} \cdot \text{m}} = 60,97 \Omega \quad \text{Eq. 3.22}$$

L'étape suivante consiste à la mesure de la résistance des μRTDs fabriquées. Ces mesures ont été réalisées avec la méthode à quatre pointes avec une station sous pointes équipée d'une plaque chauffante.

Avant de commencer les mesures, on a essayé plusieurs valeurs de I_{RTD} entre les limites préétablies de $I_{RTD-MIN}$ et de $I_{RTD-MAX}$. On a trouvé qu'avec une valeur $I_{RTD} = 100 \mu\text{A}$ il n'y avait pas de changement de la résistance des μRTDs à température ambiante (pas d'autoéchauffement). On a aussi collé un élément RTD commercial d'environ $2 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$ sur l'échantillon comme témoin, afin de prendre en compte la différence de température entre

l'arrière de la plaque en contact avec la plaque chauffante et la surface de la plaque où se trouvent les μ RTDs. La fig. 3.9 montre le montage utilisé.

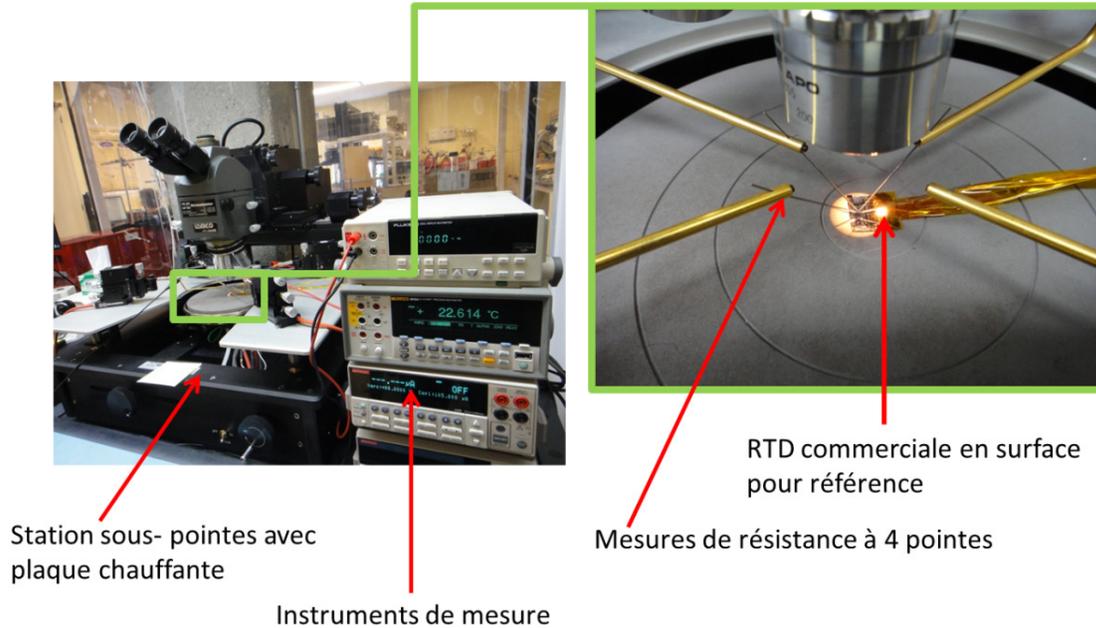


Figure 3.9 Images du montage de caractérisation de résistance-température des μ RTDs prototype.

On a mesuré les échantillons H555-N, H555-O et H555-P. Chaque échantillon comprend six μ RTDs. Dans la fig. 3.10 on présente le résultat de la mesure de l'échantillon H555-P après le dépôt de Pt. Les résultats des échantillons H555-N et à H555-O sont semblables.

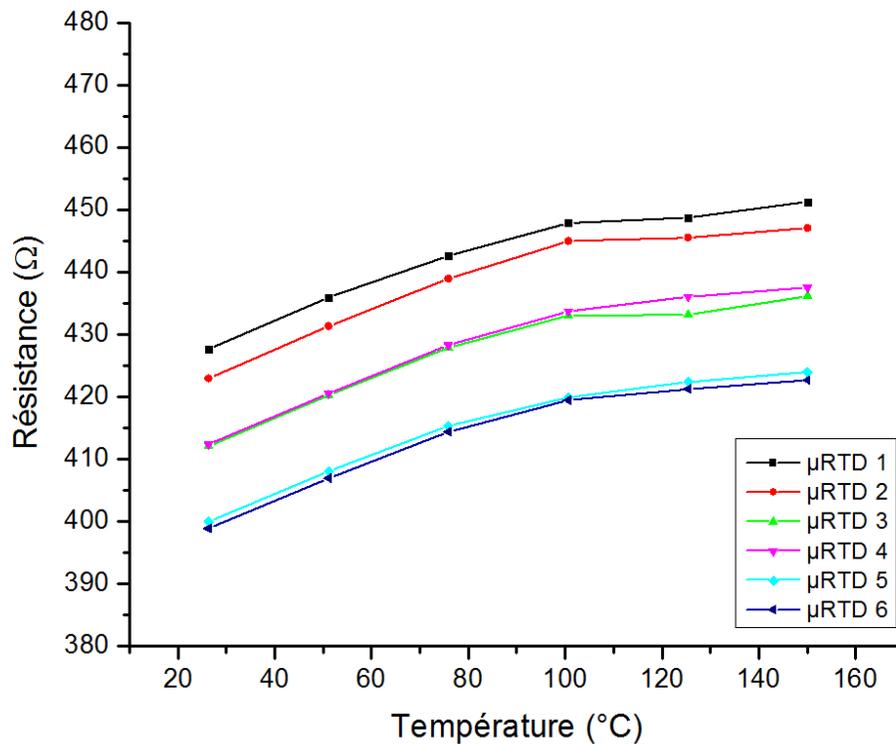


Figure 3.10 Caractéristiques résistance-température des μ RTDs 1 à 6 de l'échantillon prototype H555-P

Les courbes de la fig. 3.10 montrent plusieurs problématiques par rapport au comportement des μ RTDs. Premièrement un comportement non linéaire par rapport à la température trop prononcée pour la gamme de valeurs de températures utilisées. Deuxièmement, une dispersion importante des valeurs de résistance des μ RTDs. Troisièmement, des valeurs de résistances très éloignées de la valeur de résistance calculée. Finalement, quelques points de mesure loin de la tendance du reste des points. Par conséquent, l'utilisation des μ RTDs prototypes avec le comportement décrit ci-dessus n'est pas adéquate pour la caractérisation thermique des HEMTs.

En ce qui concerne à la problématique décrite ci-dessus, la littérature aborde le sujet du recuit de Pt pour applications de thermométrie [Corruccini, R., 1951]. Dans cette publication on a mentionné que la température de recuit du Pt pour RTDs devrait être au moins 450 °C ou plus, en présence d'oxygène ou encore plus haute si la température de mesure serait plus élevée. Selon notre analyse, ce recuit est possible pour l'application, car il est compatible avec le

budget thermique du procédé de fabrication des HEMTs AlGaIn/GaN et permettrait de réaliser des mesures avec la μ RTD jusqu'à 450 °C, ce qui a été considéré suffisant. Ainsi, on a réalisé le recuit de l'échantillon H555-P durant 1 h, mais, sous atmosphère d'azote. Cette condition a été choisie en fonction de l'intégration de la μ RTD aux HEMTs. Après le recuit on a répété le procédé de mesures résistance-température. Le résultat est présenté dans la fig. 3.11.

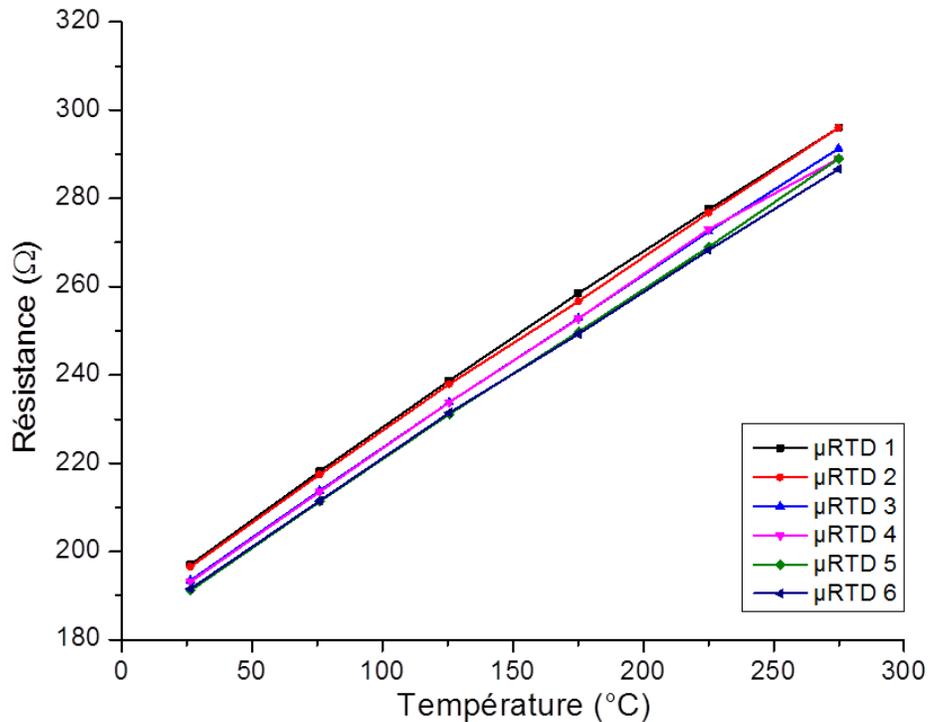


Figure 3.11 Caractéristiques résistance-température des μ RTDs 1 à 6 de l'échantillon prototype H555-P après recuit à 450 °C, 1 h sous atmosphère d'azote.

Les résultats de la fig. 3.11 montrent une importante amélioration de la réponse des μ RTDs prototype. Pour simplifier l'analyse de ce résultat, on a réalisé une approximation de la réponse de chaque capteur à une régression linéaire. Les paramètres obtenus sont présentés dans le tableau 3.3.

Tableau 3.3 Paramètres d'une régression linéaire appliquée aux résultats de la Fig. 3.11

Paramètre	$\mu RTD1$	$\mu RTD2$	$\mu RTD3$	$\mu RTD4$	$\mu RTD5$	$\mu RTD6$	\bar{X}
Pente (α')	0,3983	0,3990	0,3935	0,3891	0,3916	0,3815	0,3922
Interception (R_0)	187,70	186,83	183,73	183,98	181,29	182,36	184,31
Coefficient R^2	0,9993	0,9997	0,9998	0,9987	0,9999	0,9996	0,9995

Dans le tableau ci-dessus, le paramètre décrit comme α' est la pente de la régression linéaire pour chaque capteur dans la portée des valeurs de mesure (25 à 275 °C). On peut observer que les pentes ne sont pas identiques, mais très semblables. Ainsi, on peut dire que la variation de la résistance des capteurs par rapport à la température est très semblable. Le paramètre R_0 montre qu'il existe encore une variation de la résistance de base entre les capteurs. Ainsi, la déviation standard est de 2,5 Ω et la variance est de 6,24 Ω . Par conséquent on peut affirmer que la dispersion de la valeur de la résistance des $\mu RTDs$ a diminué de façon importante, par rapport à la dispersion obtenue avant le recuit. Cependant, il est évident que la résistivité du Pt déposé par évaporation à faisceau d'électrons est encore d'environ trois fois plus élevée que celle du Pt massif.

En ce qui concerne la linéarité des capteurs on peut voir que toutes les $\mu RTDs$ sauf la $\mu RTD4$ ont présentés de coefficients de corrélation R^2 supérieurs à 0,999 entre 25 et 275 °C, ce qui veut dire que le comportement des $\mu RTDs$ est très semblable à une ligne droite. L'effet de saturation a complètement disparu. Par conséquent, on considère que le recuit utilisé est suffisant pour obtenir des $\mu RTDs$ utilisables pour réaliser la caractérisation thermique des HEMTs. Néanmoins, il y a encore des opportunités d'améliorations à appliquer par rapport à la qualité de la photolithographie et par rapport au procédé de mesures. Ces opportunités seront discutées plus loin.

3.2 Conception d'une plaque avec dispositifs GaN et $\mu RTDs$ intégrées

Dans la section précédente on a réalisé la conception, la fabrication et la caractérisation d'une μRTD prototype potentiellement intégrable dans les dispositifs HEMT GaN. On a obtenu des

capteurs qui fonctionnent de façon quasi linéaire dans une portée de températures de 25 à 275 °C et potentiellement au-delà de ces limites. Avec ces résultats on passe à l'étape suivante, c'est-à-dire concevoir sur une plaque GaN des HEMTs et d'autres composants qui permettent de réaliser la caractérisation thermique en accord aux objectifs de ce projet.

3.2.1 Types de dispositifs

Afin de pouvoir atteindre les objectifs du projet, il faut concevoir plusieurs types de dispositif. On présente ci-dessous le tableau 3.4 qui comprend les différents groupes de dispositifs et leur fonction.

Tableau 3.4 Types de dispositifs à concevoir et leurs fonctions

<i>Groupe</i>	<i>Type de dispositif</i>	<i>Fonction</i>	<i>Variété</i>
1	μRTDs	<ul style="list-style-type: none"> • Calibration et caractérisation de μRTDs 	<ul style="list-style-type: none"> • Plusieurs tailles et topologies
2	HEMTs sans grille	<ul style="list-style-type: none"> • Caractérisation autoéchauffement • Comparaison avec simulations • Évaluation d'interférences • Détermination de l'impact du substrat et résistance thermique 	<ul style="list-style-type: none"> • Plusieurs tailles et topologies • Avec et sans μRTD
3	HEMTs complets	<ul style="list-style-type: none"> • Caractérisation autoéchauffement • Évaluation d'interférences • Détermination de l'impact du substrat et résistance thermique • Construction de cartes électrothermiques 	<ul style="list-style-type: none"> • Plusieurs tailles et topologies • Avec et sans μRTD
4	Matrices de μRTDs	<ul style="list-style-type: none"> • Distribution de la température autour des composants 	<ul style="list-style-type: none"> • Autour de composants actifs GaN et autour d'éléments chauffants

3.2.2 Critères de dessin

Pour dessiner les composants du groupe 1, 2, 3 et 4 on a établi des règles de dessin qui permettront de prévenir de problèmes de microfabrication. Les règles du tableau 3.5 prennent en compte les capacités et limitations des procédés technologiques à utiliser.

Tableau 3.5 Règles de dessin pour les groupes 1, 2, 3, 4 et pour la plaque en général

<i>Composant (groupe)</i>	<i>Dimension</i>	<i>Valeur (μm)</i>
HEMTs GaN (2,3)	W	50, 100, 150, 250
	L_{SD}	10, 16, 23, 30
μ RTDs (1,4)	L_{RTD}	2-3
	Séparation minimale	3-4 respectivement (L_{RTD})
	Taille minimale des pads	100 x 100
Plaque (général)	Distance minimale entre deux motifs	2
	Dimension minimale	2

3.2.3 Réalisation de dessins des dispositifs

Avec les critères de dessin et les types de dispositifs, l'étape suivante a été la réalisation des dessins. On a utilisé le logiciel d'édition *CleWin* pour faire des dessins de chaque type de composant selon les tableaux 3.4 et 3.5.

Dans la fig. 3.12 on présente quelques topologies du groupe 1, correspondantes aux différents μ RTDs. Les différentes formes des μ RTDs s'adaptent aux composants des groupes 2 et 3.

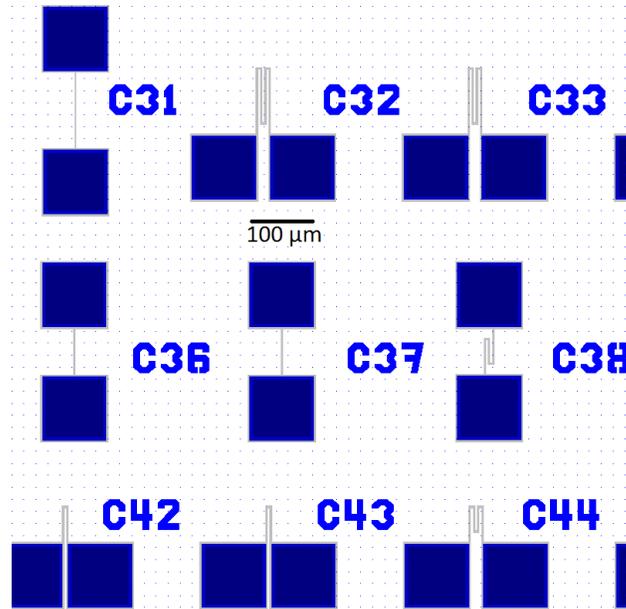


Figure 3.12 Exemples de topologies de μ RTDs dessinées correspondant au groupe 1.

Dans la fig. 3.13 on présente des exemples de composants HEMT sans grille avec des μ RTDs sur la zone active. Les différentes valeurs de L_{SD} et de W permettront de réaliser une étude électrothermique plus complète.

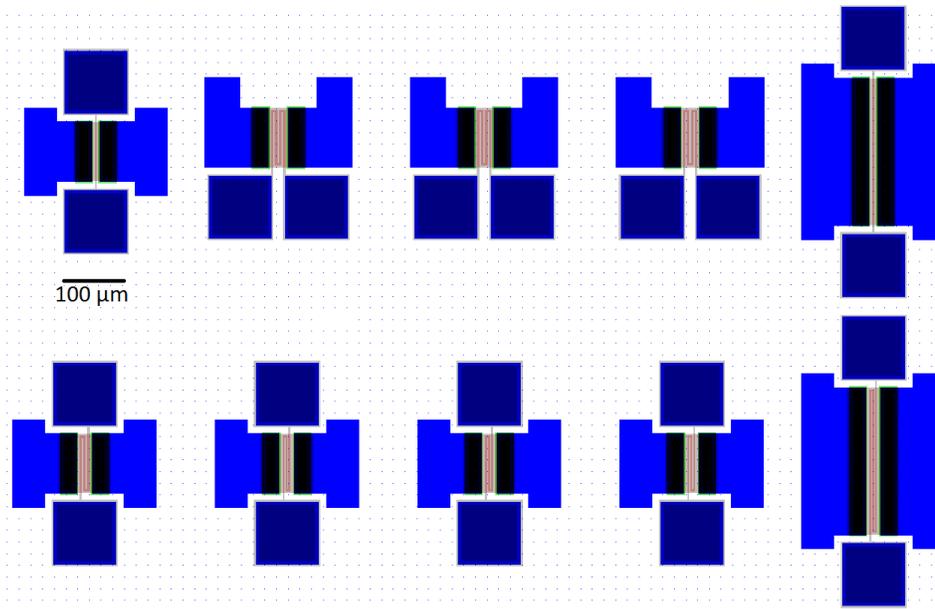


Figure 3.13 Exemples de topologies d'HEMT sans grille avec μ RTDs, correspondant au groupe 2.

Dans la fig. 3.14 on présente des exemples de composants HEMT avec des μ RTDs sur la zone active avec plusieurs configurations et dimensions de L_{SD} et de W .

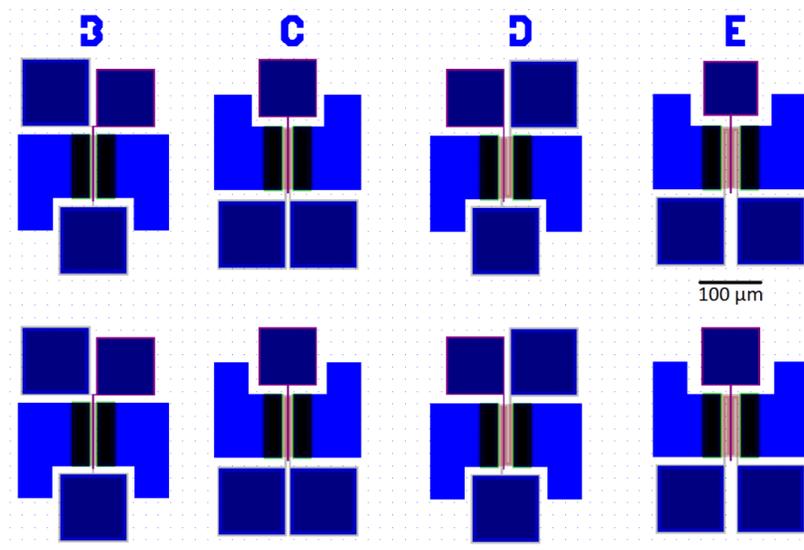


Figure 3.14 Exemples de topologies des HEMTs avec μ RTDs intégrée, correspondantes au groupe 3.

Dans la fig. 3.15 on présente des exemples de composants HEMT avec des matrices de μ RTDs autour. Cette configuration permettra d'étudier la distribution de la température autour des composants.

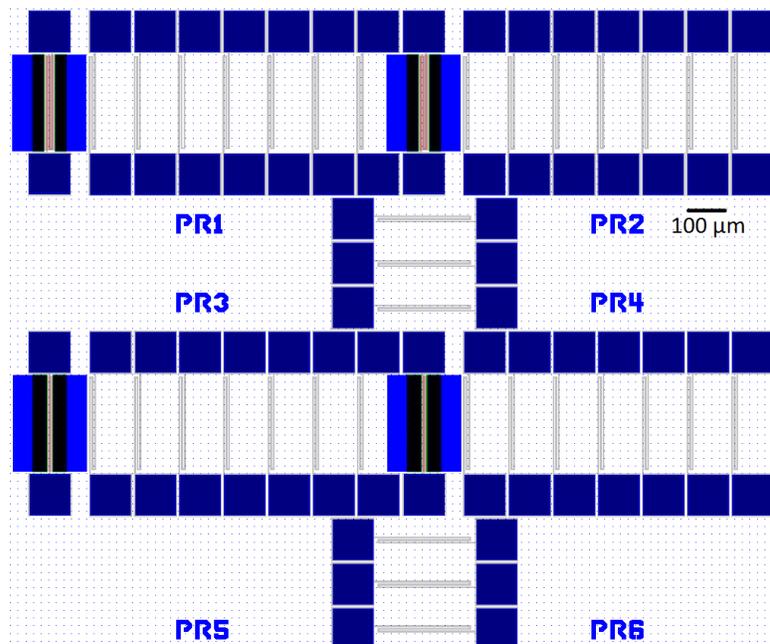


Figure 3.15 Exemple de matrices de μ RTDs autour de composants HEMT sans grille, correspondantes au groupe 4.

3.2.4 Procédé de fabrication

Dans la section précédente, on a montré des exemples de dessins des composants à fabriquer. Par la suite, il faut définir les différentes étapes de microfabrication. D'abord, il faut mentionner que les procédés de microfabrication à utiliser pour les échantillons sont des procédés développés au sein du groupe de microélectronique III-V de l'Université de Sherbrooke. Plusieurs détails techniques sur les étapes sont de nature confidentielle et ne peuvent pas être divulgués dans ce manuscrit. Par conséquent, quelques informations sur le procédé ne seront pas décrites en détail, mais il y aura assez d'informations pour que la séquence de fabrication soit bien expliquée.

La fig. 3.16 montre la séquence de fabrication d'un HEMT GaN avec μ RTD intégrée. Cette séquence est une référence pour la fabrication du reste des composants sur la plaque.

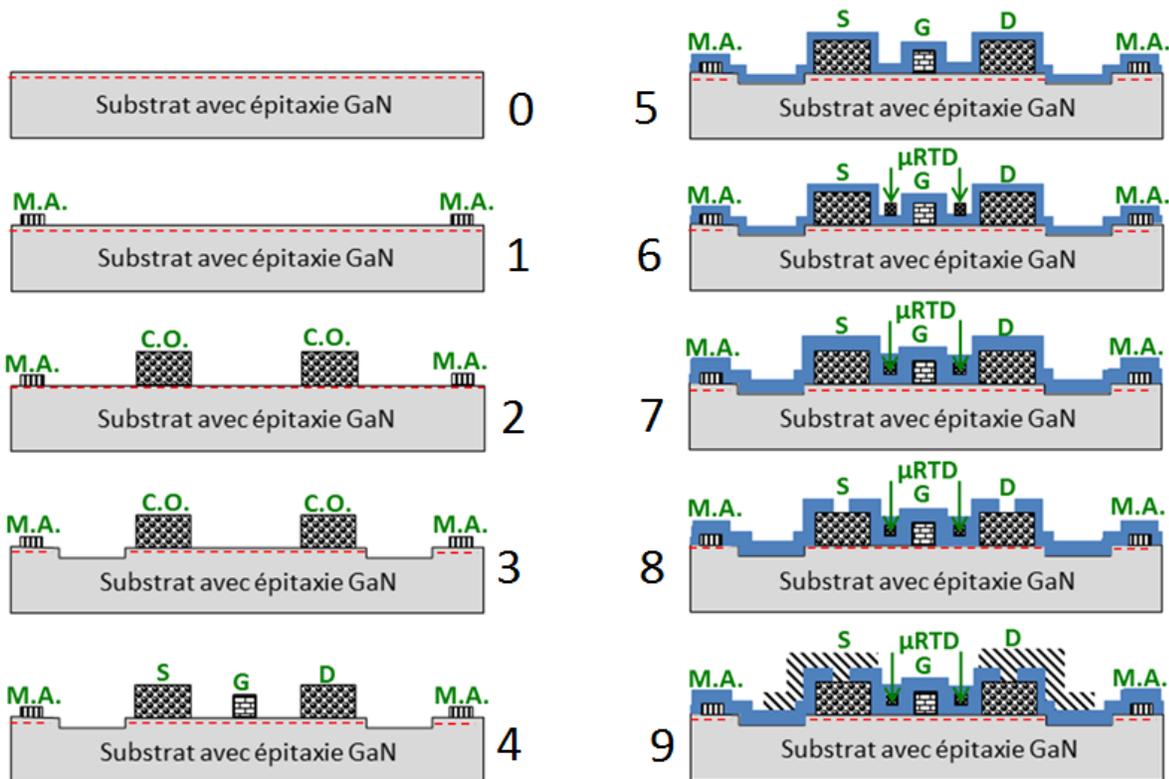


Figure 3.16 Séquence d'étapes de microfabrication d'un HEMT AlGaN/GaN avec μ RTD intégrées.

Le tableau 3.6 présente un résumé des étapes du procédé de microfabrication en partant d'une plaque AlGaIn/GaN sans cap. La finalisation de chaque étape correspond avec la fig. 3.16.

Tableau 3.6 Résumé des étapes de microfabrication d'un HEMT avec μ RTDs intégrées

<i>Étape</i>	<i>Description</i>
1 Marques d'alignement	<ul style="list-style-type: none"> • Photolithographie avec bicouche de résines : photo-résine positive sur résine pour soulèvement. • Métallisation Cr/Au 50/150 nm
2 Contacts ohmiques	<ul style="list-style-type: none"> • Photolithographie avec bicouche de résines : photo-résine positive sur résine pour soulèvement. • Évaporation Ti/Al/Ni/Au (12/160/40/100 nm) • Recuit RTA à 850 °C pendant 30 s sous azote
3 Isolation (méso)	<ul style="list-style-type: none"> • Photolithographie avec bicouche de résines : photo-résine négative sur résine pour soulèvement. • Gravure par usinage ionique avec Argon. Épaisseur visée : 70 nm
4 Grille (Schottky)	<ul style="list-style-type: none"> • Photolithographie avec bicouche de résines : photo-résine positive sur résine pour soulèvement. • Évaporation Ni/Au (10/200 nm)
5 Isolation de μ RTD/Passivation	<ul style="list-style-type: none"> • Dépôt de 100 nm de SiO₂ par PECVD pleine plaque
6 μ RTD	<ul style="list-style-type: none"> • Photolithographie avec bicouche de résines : photo-résine positive sur résine pour soulèvement • Évaporation Ti/Pt (10/250 nm) • Recuit en atmosphère d'azote 450 °C pendant 1 h
7 Protection de la plaque	<ul style="list-style-type: none"> • Dépôt de 100 nm de SiO₂ par PECVD pleine plaque
8 Gravure pour accès aux contacts	<ul style="list-style-type: none"> • Photolithographie avec photorésine positive épaisse • Gravure sèche de SiO₂ par AOE-STC. Profondeur visé > 200 nm
9 Plots d'accès aux contacts	<ul style="list-style-type: none"> • Photolithographie avec bicouche de résines : photo-résine positive sur résine pour soulèvement • Évaporation Ti/Au (10/300 nm)

3.2.5 Masques pour fabrication

Après avoir conçu le procédé de microfabrication, on a complété les dessins pour la préparation des photomasques nécessaires pour la réalisation de la microfabrication. Dans les

dessins de masques, on a distribué les composants par zones selon les groupes 1, 2, 3 et 4 du tableau 3.4 à plusieurs endroits sur la surface de dessin. La taille des plaques GaN à utiliser a été fixée à 15 mm x 15 mm et la surface de dessin a été fixée à 12,6 mm x 12,6 mm. Dans la surface de motifs on a ajouté des marques d'alignement, des motifs de test de la résolution de la photolithographie, des structures de test TLM des étiquettes d'identification de composants ainsi que de composants GaN supplémentaires pour test de la technologie GaN du groupe de microélectronique III-V. Donc, les niveaux de masques pour compléter la microfabrication sont les suivants :

- a. Marques d'alignement
- b. Contacts ohmiques
- c. Mésa
- d. Grille
- e. μ RTD
- f. Gravure d'isolant
- g. Plots d'accès et identification

Dans la fig. 3.17 on présente une vue générale de la distribution des composants des groupes 1, 2, 3 et 4 dans la zone de dessin avec tous les niveaux de masques superposés. Les motifs qui ne se trouvent pas à l'intérieur des cadres sont des motifs d'alignement, de test, etc. tel que décrits auparavant.

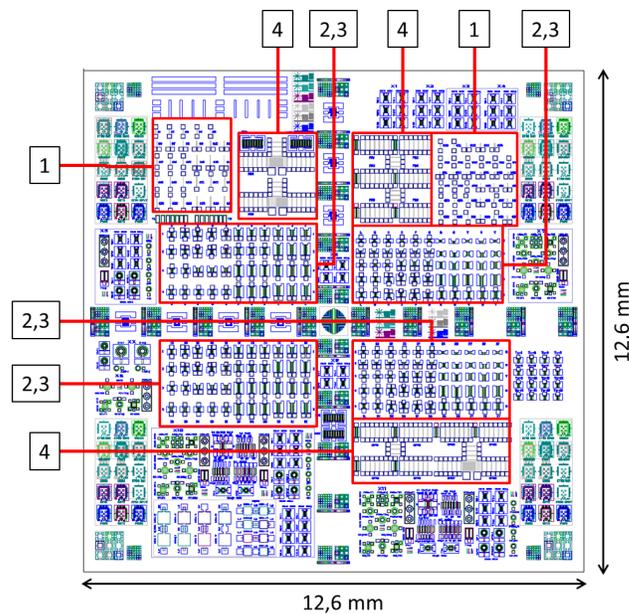


Figure 3.17 Distribution de composants des groupes 1, 2, 3, 4 dans la zone de dessin

Afin de compléter la description des masques et leur correspondance avec le procédé décrit dans la section 3.2.4 on présente dans la fig. 3.18 le dessin d'un HEMT avec μ RTD intégrée avec les différents niveaux de masques requis pour sa réalisation.

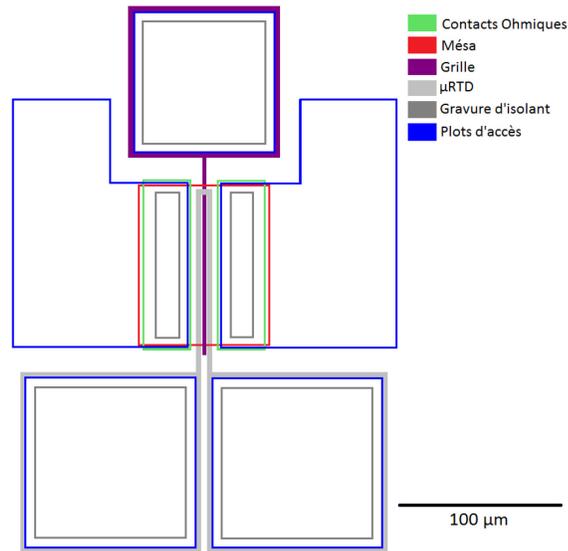


Figure 3.18 Niveaux de masques pour un HEMT avec μ RTD intégrée

3.3 Dispositifs auxiliaires pour l'application de la méthode

Dans la section précédente, on a complété le design des masques pour fabriquer les dispositifs sur une plaque GaN pour l'application de la méthode de caractérisation électrothermique proposée. Cependant, avant de pouvoir réaliser les mesures il va falloir remplir deux conditions : calibrer les μ RTDs et fixer les conditions limites de l'échantillon à caractériser. Dans cette section on fait une description des dispositifs auxiliaires qui permettront de remplir les deux conditions mentionnées.

3.3.1 Témoins de calibration

Pour pouvoir réaliser la mesure de température du canal, il va falloir déterminer avec précision la correspondance entre la résistance et la température des μ RTDs intégrées dans les dispositifs GaN. On se sert de la station sous pointes avec la plaque à température contrôlée pour fixer la température et mesurer la résistance, de façon semblable à celle décrite dans la

section 3.1.6. Dans cette section on a mentionné l'utilisation d'une RTD commerciale en surface pour mesurer correctement la température de référence. Cette approche a permis d'éviter l'erreur induite par le gradient de température provoqué par le contact thermique entre l'échantillon et la plaque chauffante et par la résistance thermique de la structure de l'échantillon. Cependant, cette approche ne pourra pas être appliquée aux échantillons à fabriquer, car le placement d'un capteur de dimensions millimétriques en surface provoquera des dommages irréversibles. Pour résoudre cette problématique, on a fabriqué des échantillons témoins avec les caractéristiques suivantes :

- Substrat et épitaxie identiques à celles des structures GaN à utiliser pour les échantillons à soumettre à mesure pour enlever les erreurs décrits ci-dessus.
- Capteur RTD commerciale, $R_0=100 \Omega$ de 2 x 2 mm et tolérance de $\pm 0,12 \%$ ou meilleure.
- Époxy conducteur thermique pour coller le capteur sur la structure GaN. La conductivité thermique de cet époxy est de $1.67 \text{ W}\cdot(\text{m}\cdot\text{K})^{-1}$.

On a fabriqué trois échantillons témoins pour les trois structures: GaN/Saphir, GaN/SiC et GaN/Si. Dans la fig. 3.19 on présente un schéma du témoin de calibration.

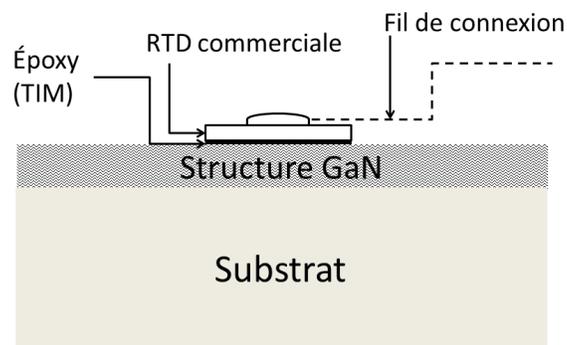


Figure 3.19 Schéma des témoins de calibration. Comprend une structure identique à la structure des échantillons à soumettre à mesure et une RTD commerciale attachée avec un époxy conducteur thermique.

3.3.2 Plateforme de tests électrothermiques

Une fois les μ RTDs calibrés, on procédera à la réalisation de mesures électrothermiques. Il va falloir polariser les dispositifs actifs et mesurer la résistance de capteurs à travers les sondes en

contact avec les plots d'accès. Lorsque les dispositifs seront polarisés, la dissipation de chaleur va provoquer une augmentation de la température de l'échantillon à cause de la conduction de chaleur à travers le matériau. Cette augmentation sera dépendante de la résistance thermique du système. Pour simplifier l'analyse thermique, il est possible d'imposer une température sur la face arrière de l'échantillon indépendamment de la puissance dissipée par le composant. Cette stratégie permet d'avoir une température de référence (condition aux limites) qui pourra être utilisée soit pour des calculs analytiques, soit pour la réalisation de simulations à éléments finis. Pour mettre en place cette stratégie, il faut avoir une boucle de contrôle de température fermée à l'arrière de l'échantillon. En plus, afin d'obtenir des résultats précis et répétables lors des expériences, il faut s'assurer du bon contact thermique de l'échantillon face arrière avec le système de contrôle de la température. Donc, il faut développer une plateforme de test capable d'accueillir les échantillons dans la station de mesures sous pointes et de contrôler efficacement la température face arrière. Dans la fig. 3.20 on présente un schéma de la plateforme de test développé spécifiquement pour les échantillons de 15 x 15 mm.

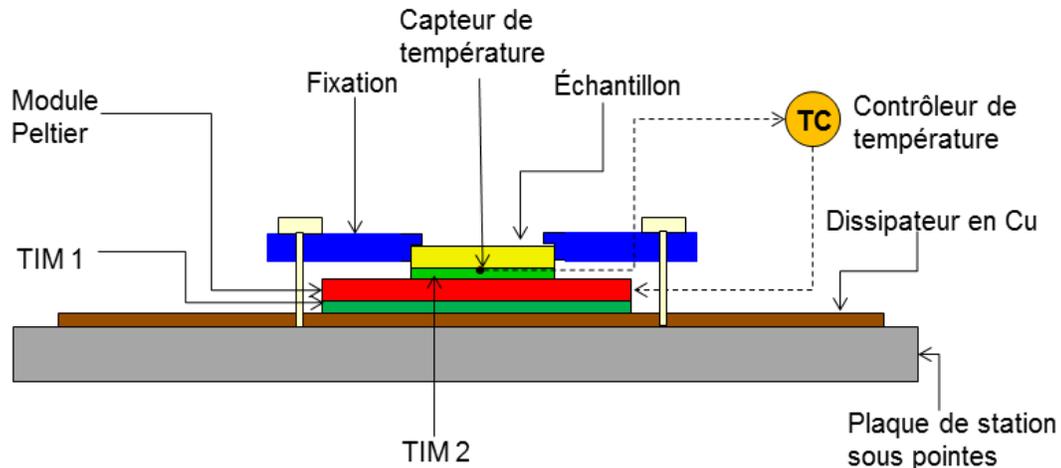


Figure 3.20 Schéma de la plateforme de tests électrothermiques. Comprend une boucle de contrôle fermée de la température face arrière de l'échantillon soumis à mesure.

Dans le schéma de la fig. 3.20 on peut voir les composants de la plateforme de tests. Elle est fabriquée sur une plaque en cuivre qui sert de support mécanique et de dissipateur de la chaleur dégagée par le module Peltier. Ce module de 15 x 15 mm permet de dissiper un flux de chaleur de 5,3 W. Il est commandé par un contrôleur de température de type PID

numérique. La température est mesurée avec un thermocouple avec une précision améliorée de 1,1 °C. Entre le module Peltier et l'échantillon, on utilisera un pad thermique (TIM 2) flexible d'une épaisseur de 0,5 mm et une conductivité thermique de $5 \text{ W}\cdot(\text{m}\cdot\text{K})^{-1}$. Le même matériau sera utilisé entre le module Peltier et le dissipateur. Une plaque en plastique machinée sera utilisée pour bien fixer l'échantillon et assurer un bon contact thermique. Les boulons à utiliser pour attacher la fixation sont aussi faits en plastique afin de minimiser le flux de chaleur entre la fixation et le dissipateur.

CHAPITRE 4 ÉCHANTILLON PROTOTYPE

Dans le chapitre précédent, on a présenté la conception et le développement d'une μ RTD potentiellement intégrable dans les HEMTs AlGaN/GaN. On a défini un procédé de fabrication pour les échantillons GaN et on a dessiné des masques pour la microfabrication. Finalement on a développé des dispositifs auxiliaires pour la calibration de μ RTDs et pour la réalisation des mesures électrothermiques. Ainsi, il est arrivé le moment de fabriquer un échantillon prototype et de le caractériser. Par conséquent, dans ce chapitre on présente les résultats des étapes de fabrication d'un échantillon prototype et le résultat de plusieurs mesures de caractérisation.

4.1 Fabrication

Les étapes de microfabrication de l'échantillon prototype sont les étapes 1 à 6 du tableau 3.6. Après avoir complété ces étapes, l'échantillon sera fonctionnel et les premières mesures électrothermiques pourront être réalisées avant d'aller plus loin.

La plaque GaN choisie pour la fabrication de l'échantillon présente la structure montrée dans la Fig. 4.1.

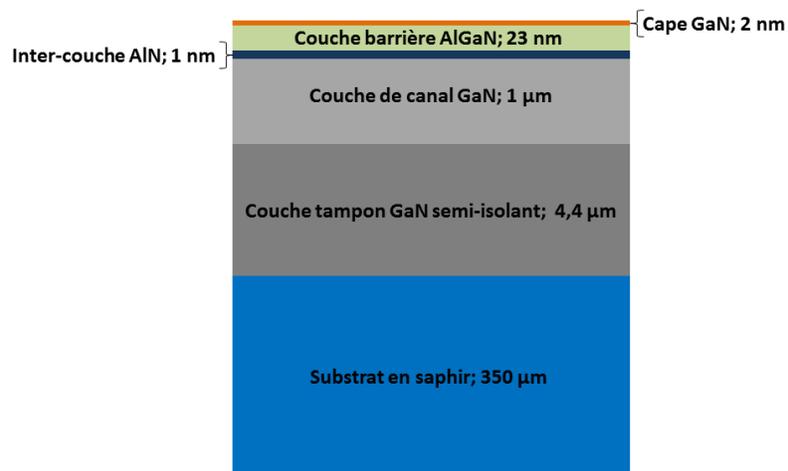


Figure 4.1 Structure GaN pour la fabrication de l'échantillon prototype.

4.1.1 Étapes technologiques HEMT de base

Les étapes de marques d'alignement (1), contacts ohmiques (2), isolation (3) et contact Schottky (4) sont des étapes de base dans la fabrication d'HEMTs telles que décrites à la section 2.3.3. Elles ont été réalisées selon les procédés technologiques en développement au sein du groupe en microélectronique III-V dont le résumé est dans le tableau 3.6.

4.1.2 Étape d'isolation de μ RTD

Après avoir complété les étapes de base du procédé HEMT GaN, l'étape suivante (5) correspond au dépôt d'une couche de SiO₂ par PECVD. Cette couche diélectrique est critique, car elle permet de créer une isolation électrique entre la μ RTD et le dispositif GaN fabriqué dans les étapes 1-4. Le SiO₂ à déposer doit avoir une qualité assez bonne pour se comporter comme un diélectrique efficace. L'épaisseur de la couche de SiO₂ est un compromis entre l'isolation électrique et la résistance thermique. Pour déterminer la valeur de l'épaisseur d'oxyde, on a réalisé une simulation par éléments finis de l'impact thermique de la couche de SiO₂. Elle a donné comme résultat que pour une température de 250 °C et une épaisseur de 100 nm, le ΔT serait de 0,01 °C. Pour cette simulation on a utilisé une valeur de conductivité thermique de SiO₂ $K=1 \text{ W}\cdot(\text{m}\cdot\text{K})^{-1}$ [Yamane et al., 2002]. Ainsi, selon ce résultat, l'utilisation de 100 nm de SiO₂ PECVD, tel que spécifié dans le tableau 3.6 provoquera une erreur négligeable à la mesure de la température.

Le dépôt d'oxyde par PECVD a été réalisé à une température de 390 °C. Par profilométrie on a obtenu une épaisseur de 98,8 nm, tandis que par éllipsométrie on a obtenu 97 nm.

4.1.3 Étape de fabrication de μ RTD

Dans la Fig. 4.2 on présente des images correspondantes à l'étape 6 après le soulèvement. On observe une bonne définition de bords. Les dimensions obtenues de la ligne de Pt (L_{RTD}) sont plus larges que le dessin. Ainsi, L_{RTD} du composant à droite a été dessinée à 3 μm et on a obtenu 4,395 μm . Cette différence va changer la valeur de la résistance des μ RTDs par rapport au design.

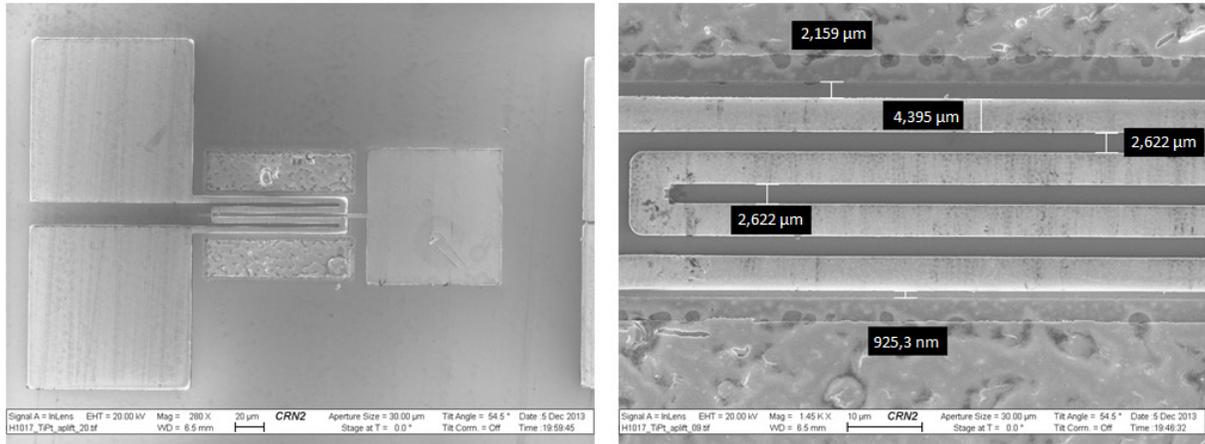


Figure 4.2 Résultats de la métallisation Ti/Pt après soulèvement. À gauche: image SEM d'un HEMT GaN avec μ RTD intégrée. À droite: image SEM approchée d'une μ RTD en Pt avec dimensions.

Tel que décrit dans le tableau 3.6, la dernière partie de l'étape 6 est la réalisation d'un recuit de l'échantillon à 450°C durant 1 h sous azote. Après la réalisation du recuit on a mesuré l'épaisseur de Pt qui a donné une moyenne de 156 nm. Ce résultat est plus faible que la valeur visée de 250 nm.

Dans la fig. 4.3 on montre une vue du centre de l'échantillon prototype après le recuit.

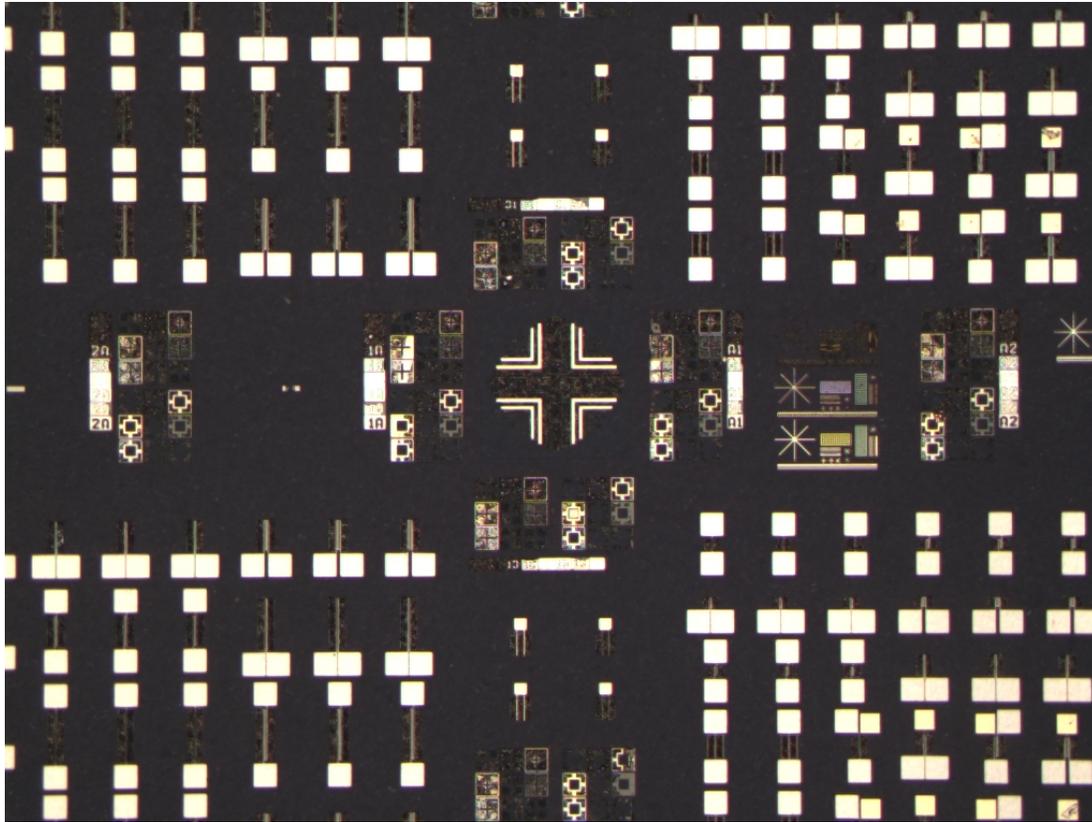


Figure 4.3 Image par microscopie optique de la zone centrale de l'échantillon prototype. Étape 6 de microfabrication complétée.

Dans la Fig. 4.4 on présente une image par microscopie optique d'un HEMT sans grille avec μ RTD intégrée après le recuit.

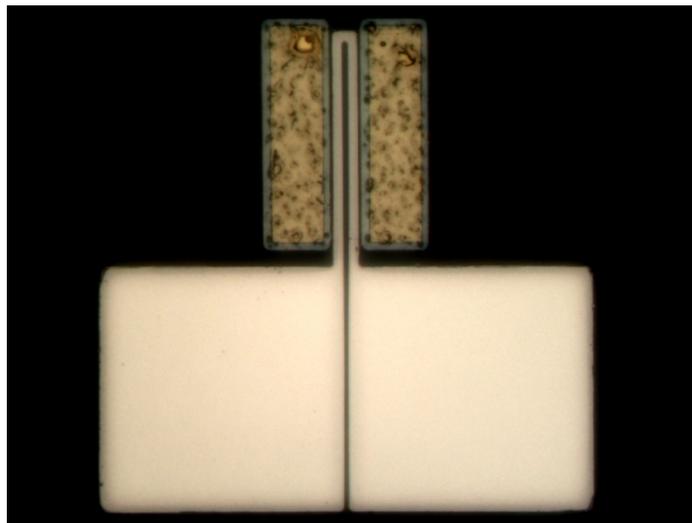


Figure 4.4 Image par microscopie optique d'un HEMT sans grille avec μ RTD intégrée Étape de recuit complétée.

4.2 Tests préliminaires d'isolation électrique

Après avoir complété l'étape de fabrication de μ RTDs la première chose à vérifier est si elles sont électriquement isolées des dispositifs actifs. Tel qu'expliqué auparavant, une bonne isolation est cruciale pour éviter des interférences électriques entre le circuit du dispositif électronique et le circuit du μ RTD. Ainsi, on a réalisé des mesures électriques courant-tension pour déterminer le niveau de courant de fuite à travers le SiO_2 . Dans la fig. 4.5 on présente le résultat de la mesure du courant de fuite entre le contact ohmique et la μ RTD du dispositif identifié comme F-1, correspondant à un dispositif HEMT sans grille (groupe 2) dans l'échantillon prototype.

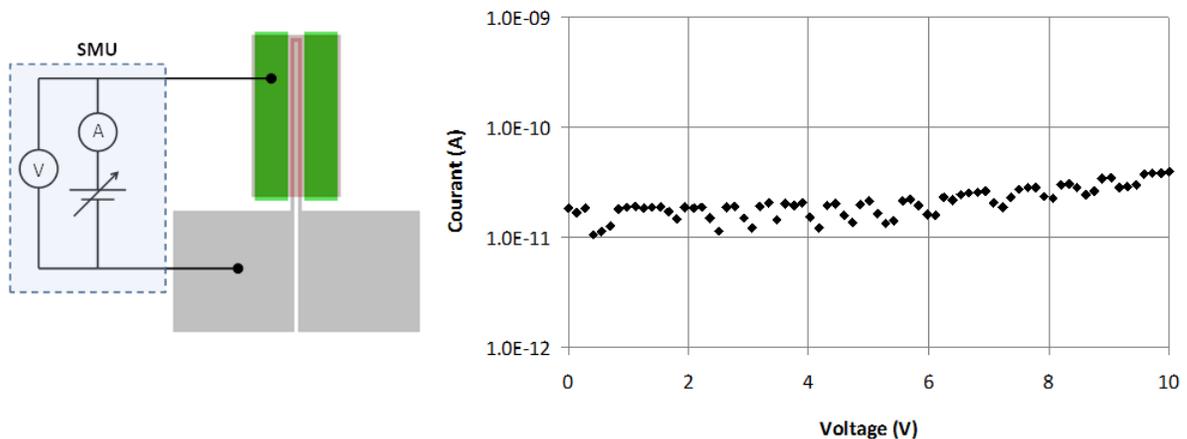


Figure 4.5 Test d'isolation entre la μ RTD et le contact ohmique d'un HEMT sans grille. À gauche : Schéma du dispositif et de connexion de test. À droite : résultat de la mesure I-V.

Le résultat du test montre que le courant maximum est de l'ordre de 39 pA à 10 V (échelle logarithmique). Cette valeur de courant est plus qu'acceptable pour l'application. Il faut mentionner une certaine valeur de courant est encore présent à 0V. On attribue cette situation au fait que la mesure a été réalisé en présence de lumière.

Dans la fig. 4.6 on présente le résultat de la mesure du courant de fuite entre la grille et la μ RTD du dispositif identifié comme E-1, correspondant à un HEMT (groupe 3) dans

l'échantillon prototype. Dans cette configuration la μ RTD passe au-dessus de la grille avec la couche de SiO₂ entre les deux.

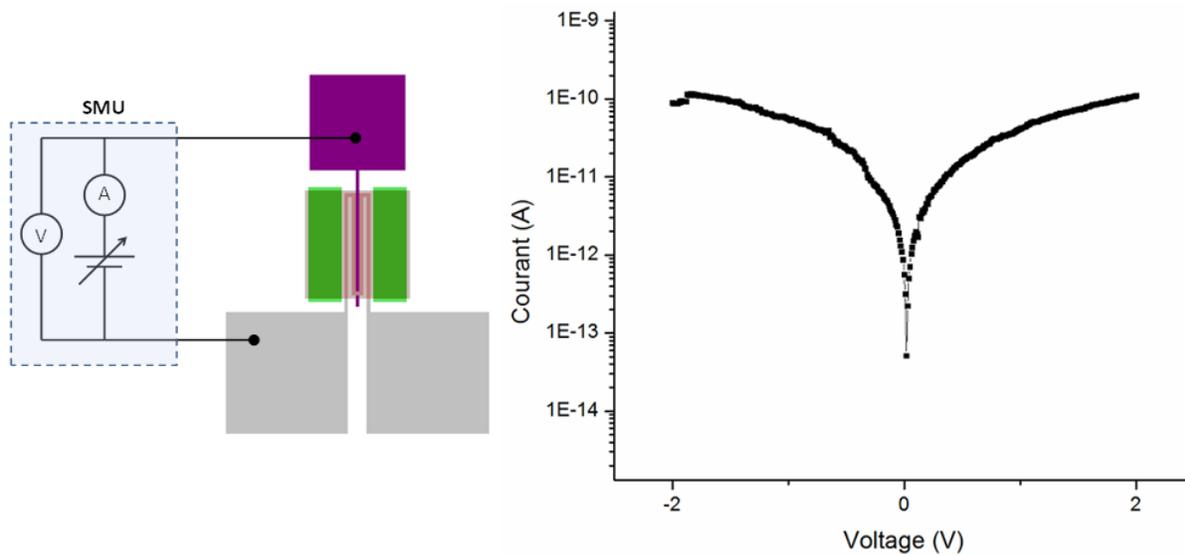


Figure 4.6 Test d'isolation entre la μ RTD et la grille d'un HEMT. À gauche : Schéma du dispositif et de connexion de test. À droite : résultat de la mesure I-V.

Le résultat montre que pour les valeurs de voltage appliqué le courant maximum est de 110 pA. Cette valeur de courant est plus qu'acceptable pour l'application. Cependant, la différence de potentiel entre la grille et le capteur pourrait dépasser les valeurs appliquées durant le test. Ainsi, d'autres résultats de test d'isolation électrique à valeurs de tension plus élevées seront présentés plus loin. À cette étape on peut affirmer que la couche de SiO₂ est capable de fournir de l'isolation entre les dispositifs électroniques et la μ RTD à valeurs de tension conservatrices. Ainsi, la résistivité a été supérieure à $40 \cdot 10^9 \Omega \cdot \text{cm}$.

4.3 Tests des μ RTDs

Après avoir confirmé qu'il existe une isolation électrique des μ RTDs on peut caractériser leur fonctionnement. Un grand nombre de mesures ont été réalisées sur plusieurs RTDs dans les composants des groupes 1, 2, 3 et 4. Pour des raisons de synthèse, on présente par la suite des résultats de mesures I-V de μ RTDs sur des composants actifs. Par exemple, pour le dispositif

E-1 (groupe 3, μ RTD sur transistor) on a réalisé des mesures I-V à 4 pointes sur la μ RTD à température ambiante (21°C). La Fig. 4.7 montre le schéma et le résultat de la mesure :

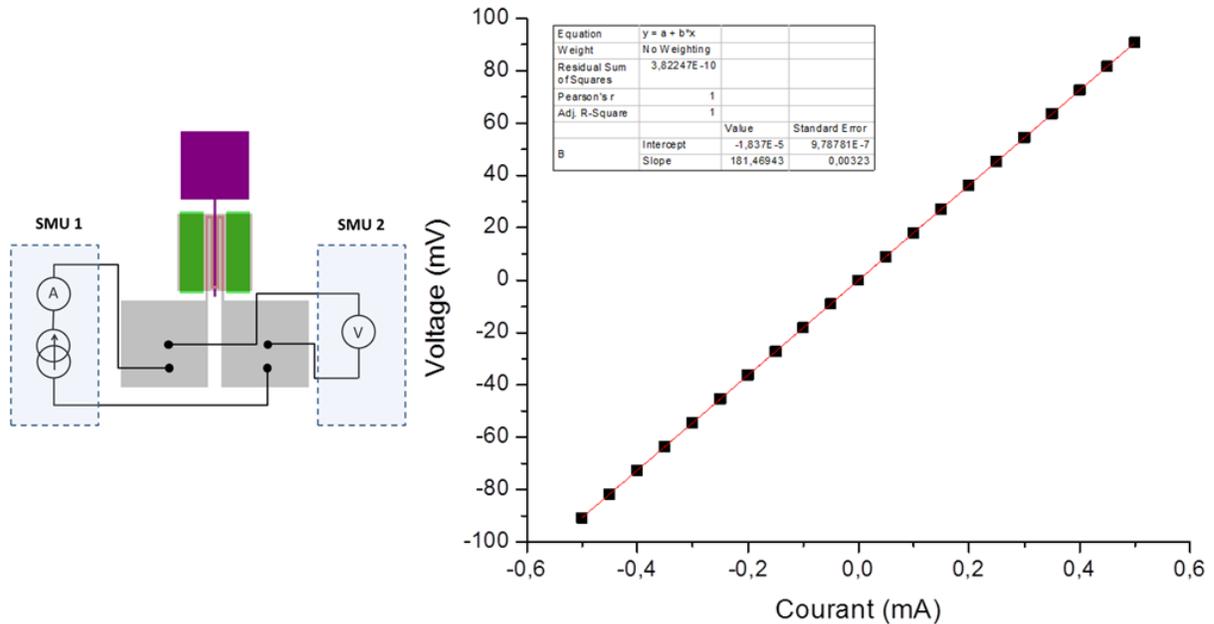


Figure 4.7 Mesure courant-tension de la μ RTD intégrée dans le transistor E-1 de l'échantillon prototype. À gauche : Schéma du dispositif et de connexion de test. À droite : résultat de la mesure I-V.

Il y a plusieurs informations que l'on peut extraire à partir de cette mesure. Premièrement, que la μ RTD est en continuité entre ses deux pads. Cet aspect même s'il semble évident, est important à souligner, car la ligne de Pt passe au-dessus de la grille et pourrait avoir été coupée. Deuxièmement, pour les valeurs de courant I_{RTD} utilisées, la réponse en tension est presque parfaitement linéaire. Ainsi, dans cette potée de valeurs l'autoéchauffement de la μ RTD n'est pas perceptible, car autrement on aurait vu un changement au niveau de la caractéristique courant-tension. En plus, une mesure de tension a été réalisée avec $I_{RTD} = 0,5$ mA pendant 1 min en continu avec l'obtention de la même valeur de tension. Troisièmement, la valeur de la résistance obtenue est de $181,47 \Omega$ m Ω à 21 °C. Si l'on calcule avec les dimensions réelles ($W_{RTD} = 414 \mu\text{m}$, $L_{RTD} = 4,4 \mu\text{m}$ et $EM_{RTD} = 156 \text{ nm}$) la valeur de résistance mesurée est d'environ 2,8 fois la valeur de la résistance calculée ($63,93 \Omega$). Ce résultat est semblable à celui obtenu dans la section 3.1.6 quand on a caractérisé les μ RTDs

prototype. Ainsi, la cause la plus probable de cette déviation est une résistivité plus élevée du Pt déposé par évaporation à faisceau d'électrons par rapport au Pt massif.

Dans le test courant-tension précédent, la μ RTD a été testée à la température ambiante. Un autre test réalisé est la mesure courant-tension d'une μ RTD sur un dispositif actif polarisé. Dans la fig. 4.8 on présente le résultat de la mesure I-V de la μ RTD intégrée dans l'HEMT sans grille F-1 :

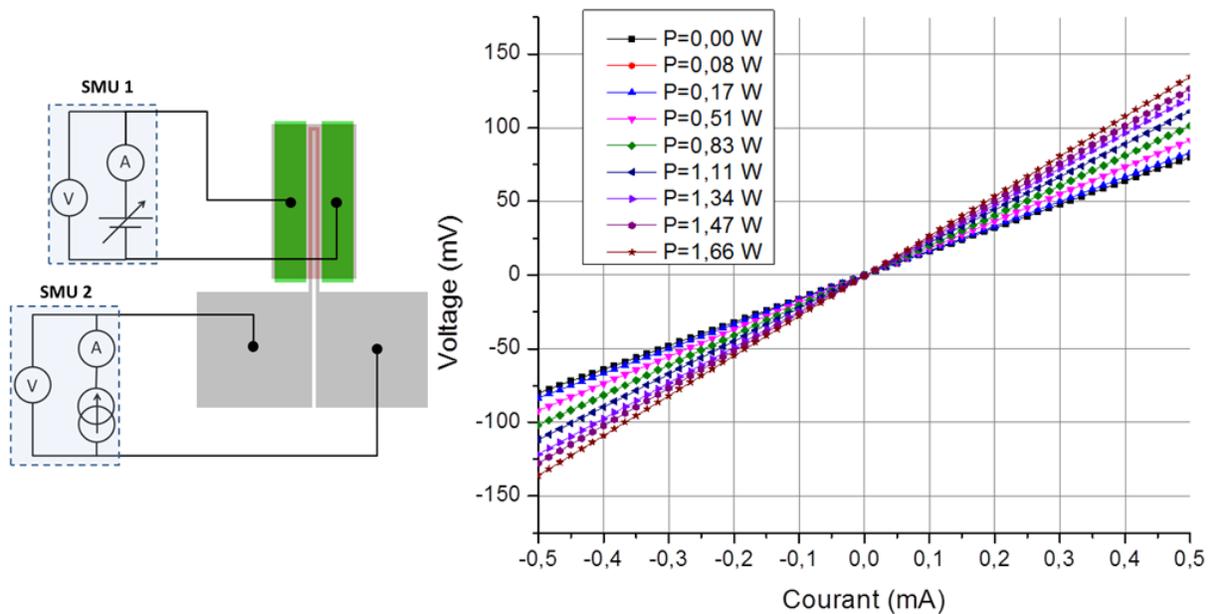


Figure 4.8 Mesure courant-tension de la μ RTD intégrée dans le transistor E-1 de l'échantillon prototype. À gauche : Schéma du dispositif et de connexion de test. À droite : résultat de la mesure I-V à plusieurs conditions de polarisation.

Tel que montré dans le schéma à gauche, une différence de potentiel est appliqué entre les contacts ohmiques du dispositif lequel dissipe de la puissance et augmente sa température. Simultanément on fait une mesure I-V à deux pointes de la μ RTD. Donc, pour chaque valeur de polarisation (puissance appliquée entre les contacts ohmiques) une courbe I-V de la μ RTD est obtenue. Ainsi, on observe que la pente augmente lorsque la puissance appliquée au dispositif augmente. Ce résultat, même si encore qualitatif, est très important pour plusieurs raisons : premièrement, on démontre que le principe de mesure de température par μ RTD fonctionne pour cette application. Deuxièmement, parce que le résultat de la mesure ne montre

aucun indice d'interférence du dispositif sur la μ RTD. Troisièmement, parce que les valeurs de I_{RTD} utilisées sont en principe correctes pour réaliser des mesures sans effets perceptibles d'autoéchauffement de la μ RTD. Ainsi, on a des μ RTDs intégrées dans les dispositifs qui sont fonctionnelles pour l'application.

4.4 Tests de dispositifs électroniques

Dans la section précédente, on a polarisé un dispositif électronique HEMT sans grille pour voir la réaction de la μ RTD. Cependant, la réponse électrique du dispositif HEMT n'a pas encore été caractérisée. Ainsi, avant de passer à la caractérisation thermique, on présente quelques mesures de base des composants électroniques.

Dans la fig. 4.9 on présente le résultat de la mesure courant-tension du dispositif F-1 déjà décrit dans la section 4.2.

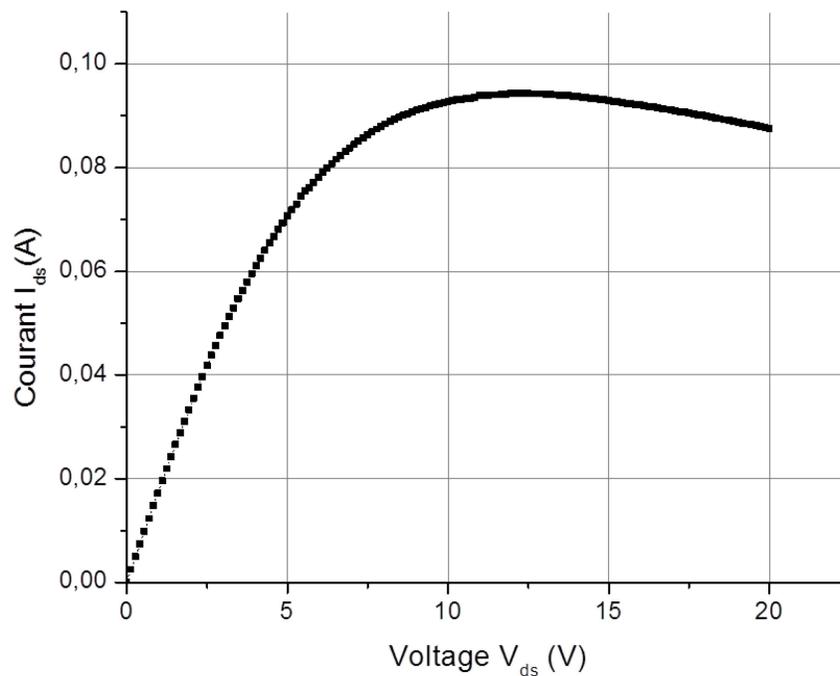


Figure 4.9 Caractéristique courant-voltage d'un HEMT GaN sans grille de l'échantillon prototype.. $L_{SD}= 16 \mu\text{m}$. $W=150\mu\text{m}$.

À partir de la courbe, on peut obtenir quelques informations. Le courant I_{DS} maximum est de 94,34 mA ce qui correspond à une densité de courant de $0,566 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-1}$. Pour cette valeur de courant, la densité de puissance a été de $7 \text{ W} \cdot \text{mm}^{-1}$. On observe qu'à partir de $V_{DS} \approx 12 \text{ V}$, la pente du courant I_{DS} devient négative, ce qui est un indice d'autoéchauffement du composant. D'autres HEMTs sans grille ont aussi été mesurés avec des résultats semblables et par conséquent on considère ces dispositifs du groupe 2 comme fonctionnels pour l'application.

Dans la fig. 4.10 on présente le résultat de la mesure courant-tension du dispositif E-1:

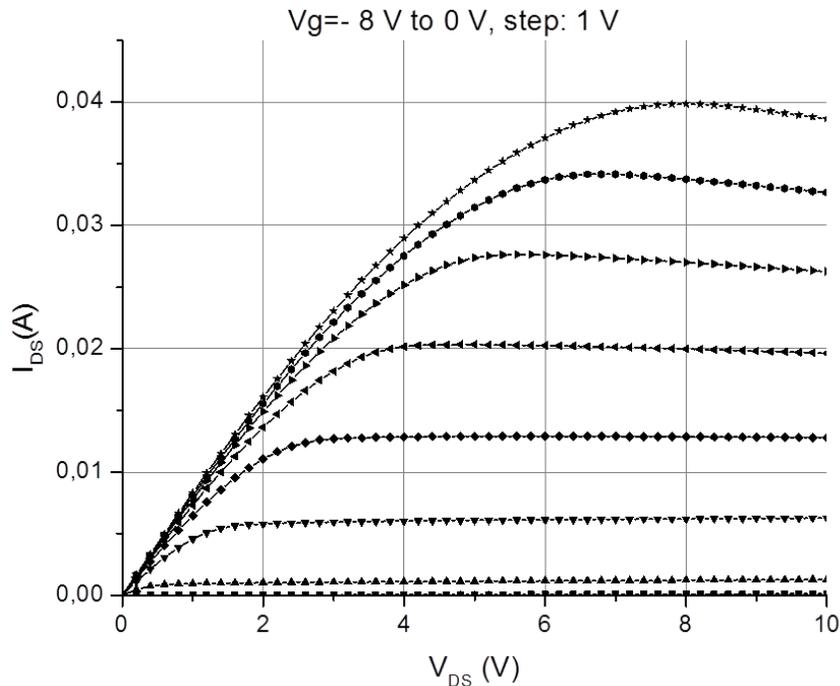


Figure 4.10 Caractéristique courant-voltage d'un HEMT GaN avec μ RTD intégrée de l'échantillon prototype. $L_{SD} = 30 \mu\text{m}$, $W = 100 \mu\text{m}$.

La courbe montre le fonctionnement correct de la grille pour moduler le courant de l'HEMT. Le courant I_{DS} maximum est de 39,84 mA à $V_{DS} = 9,62 \text{ V}$ et $V_{GS} = 0 \text{ V}$. La forte résistance observée dans la zone linéaire est en bonne partie provoquée par la grande distance L_{SD} de cette configuration (fig. 4.7) afin d'accueillir un μ RTD avec plusieurs aller-retour. Ainsi, pour l'application visée, le dispositif est fonctionnel. D'autres dispositifs du groupe 3 ont aussi

été mesurés avec des résultats équivalents. Par conséquent, on a plusieurs dispositifs électroniques des groupes 2 et 3 dans l'échantillon prototype qui sont fonctionnels.

À ce point du projet l'échantillon prototype a été complété jusqu'à l'étape 6 du procédé de fabrication. À cette étape, les composants électroniques et les capteurs en général sont dans un état fonctionnel. Par conséquent, on est capable de réaliser les premiers tests de mesures électrothermiques de l'échantillon prototype avec l'application de la méthode de caractérisation proposé.

CHAPITRE 5 CARACTÉRISATION

ÉLECTROTHERMIQUE DU PROTOTYPE

Avant-propos

Auteurs et affiliation :

O. Arenas : étudiant au doctorat, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie électrique et de génie informatique.

É. Al Alam : chercheur postdoctoral, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie électrique et de génie informatique.

A. Thevenot : étudiant à la maîtrise, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie électrique et de génie informatique.

Y. Cordier : chercheur responsable d'équipe en électronique, Centre de recherche sur l'hétéro-épitaxie et ses applications, CNRS.

A. Jaouad : professeur, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie électrique et de génie informatique.

V. Aimez : professeur, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie électrique et de génie informatique.

H. Maher : professeur, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie électrique et de génie informatique.

R. Arès : professeur, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie mécanique.

F. Boone : professeur, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie électrique et de génie informatique.

Date d'acceptation : 30 juillet 2014

État de l'acceptation : Version définitive publiée

Revue : Journal of the Electron Devices Society © 2014 IEEE

In reference to IEEE copyrighted material which is used with permission in this thesis, the IEEE does not endorse any of Université de Sherbrooke's products or services. Internal or personal use of this material is permitted. If interested in reprinting/republishing IEEE copyrighted material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution, please go to http://www.ieee.org/publications_standards/publications/rights/rights_link.html to learn how to obtain a License from RightsLink.

If applicable, University Microfilms and/or ProQuest Library, or the Archives of Canada may supply single copies of the dissertation.

Référence: [Arenas, O., et al., 2014 A]

Titre français : Intégration de sondes RTD dans les dispositifs AlGaIn/GaN

Contribution au document :

Les contributions de l'article à ce document sont les suivantes :

- Description du procédé de calibration de μ RTDs.
- Description du procédé de mesures électrothermiques avec les μ RTDs.
- Étude des interférences électriques et thermiques entre la μ RTD et le dispositif électronique.
- Présentation des premiers résultats de mesures électrothermiques réalisées sur un HEMT sans grille de l'échantillon prototype.
- Analyse de résultats avec l'aide d'une simulation thermique à éléments finis.

Résumé français :

Les mesures de température dans les transistors à haute mobilité électronique AlGaIn/GaN sont nécessaires pour la conception et la modélisation de ces dispositifs, ainsi que pour atteindre un niveau de fiabilité adéquat. Ce genre de mesures demande normalement l'utilisation d'équipements sophistiqués et des longs procédés de calibration. Cette étude comprend une évaluation de la faisabilité de mesures de température à travers de l'intégration d'une RTD de Pt dans un transistor sans grille et une évaluation de leurs interactions électriques. La μ RTD intégrée présente l'avantage d'être indépendante du dispositif. La μ RTD a montré une réponse linéaire dans l'intervalle de calibration (0 à 206 °C). Les valeurs de température mesurées avec la μ RTD sont en accord avec des simulations 3D à éléments finis à plusieurs conditions de polarisation du dispositif sans-grille. Les mesures ne montrent pas des signes de perturbation électrique entre le dispositif et la μ RTD durant leur opération simultanée.

5.1 Introduction

GALLIUM NITRIDE (GaN) has a bandgap energy of 3.43 eV, allowing higher breakdown fields compared to Si, GaAs and InP. AlGaIn/GaN heterojunctions are used in high electron mobility transistors (HEMTs) because they form a two-dimensional electron gas (2DEG) with exceptional transport characteristics. Currently, AlGaIn/GaN HEMTs are considered as excellent candidates for base station amplifiers, satellite communications, radars, power switching modules (i.g. DC-DC converters), etc.

Power densities in AlGaIn/GaN devices have reached 30 W/mm [Wu, Y. et al., 2004] and can induce significant temperature increases in the channel during operation. This has consequences on the device performance and reliability. Due to interactions with phonons, the electron mobility in GaN noticeably decreases as temperature rises and consequently electrical DC and RF parameters like current (I_D), transconductance (g_m) and cutoff frequency (f_T) [Nuttink, S. et al., 2003]. Regarding reliability, thermal stress can produce degradations that can reduce the mean time to failure (MTTF) of the device [Yan, Z. et al., 2012]. Therefore,

accurate thermal measurements in AlGaIn/GaN devices are required for proper device design, modeling and achieving required reliability.

The used methods for temperature measurements in semiconductor device technology are: i) optical, ii) electrical and iii) physical contact [Blackburn, D., 2004]. For AlGaIn/GaN transistors, most of temperature measurements have been done using infrared (IR) thermography and/or Raman spectroscopy. IR thermography provides large area imaging, allowing an overview of temperature distribution and hot spot detection. Lateral resolution is limited to 3-5 μm , with possible underestimation of temperature values [Sarua, A. et al., 2006]. Micro-Raman spectroscopy provides high spatial resolution (0.5 μm), but integration times are long and reported accuracies are in the order of 10 °C [Kuball, M. et al, 2003]. The use of electrical parameters of the device under test (DUT) to estimate the channel's temperature has been proposed in [Joh, J. et al., 2007], [Scavenec, A. et al., 2011]. This approach is dependent on physical parameter values and theoretical assumptions. Another alternative is scanning thermal microscopy, which has high spatial resolution [Aubry, R. et al., 2007]. However, it requires sophisticated equipment and potential sensor contact problems can reduce accuracy. Finally, the gate thermometry method [Schwitter, B. et al., 2013] does not require sophisticated equipment but presents measurement limitations due to electrical interaction when the gate is used as a thermometer. In this article we present the feasibility, fabrication and measurement of channel temperature by the integration of a micro fabricated resistance thermal detector (RTD) inside an AlGaIn/GaN un-gated device. As the RTD is an independent temperature sensor, it offers the possibility of reliable temperature measurements. The validation of the method is carried out by comparing experimental results in un-gated device with 3D finite element simulation.

5.2 Design For Electro-Thermal Characterization

To carry out this study, it was necessary to design the DUT and the testing platform (Fig. 5.1). The DUT consists of two 156 μm x 30 μm ohmic contacts (source and drain) in an AlGaIn/GaN HEMT structure, separated by a distance L_{SD} of 16 μm . The area between them defines the channel (the main heat source of the DUT). Two types of temperature sensors were

considered to be micro fabricated in this area: thermocouple or resistance thermal detector (RTD). The RTD was chosen due to simpler fabrication and potentially easier to calibrate and measure. The operating principle of RTDs is well known: as the temperature of a metal increases so does its electrical resistance. Details are given in [Michalski, L., 2001]. For this study, platinum has been chosen to fabricate the RTD due to its stability and linear response at expected temperature range. The RTD measures the temperature underneath its whole metallic surface. Therefore, this feature needs to be considered when there is a temperature gradient under it. The RTD presented in this study is a “U” shaped Pt line of $328\ \mu\text{m} \times 3\ \mu\text{m}$. The designed gap between the RTD line and the ohmic contact is $3\ \mu\text{m}$. At each extremity of the RTD there is a $112\ \mu\text{m} \times 112\ \mu\text{m}$ pad for probing in 4 wire floating configuration to maximize electrical independency from the HEMT. Under the RTD, a 100 nm thick dielectric layer (SiO_2) provides a primary function of insulating the sensor from the device but also provides passivation. The specified oxide thickness is a compromise for maximizing insulation and minimizing thermal resistance (to avoid measurement errors). The device dimensions have been chosen to be compatible with relatively low resolution optical lithography processes. High resolution is not required for feasibility and method validation purposes. However, suggestions are provided in section 5.5 to obtain a fully operational transistor with integrated RTD.

The testing platform has the objective of imposing a temperature limit condition to the back of the DUT. This allows comparing experimental and simulated results using the same reference temperature (T_{ref}). To accomplish this, we installed a digital temperature controller (TIC), a Peltier module, a heat sink and a $250\ \mu\text{m}$ diameter K type thermocouple. Flexible thermal interface materials (TIM) were used above and below the Peltier module. The testing platform can then push the die towards the Peltier module assuring good and uniform thermal contact.

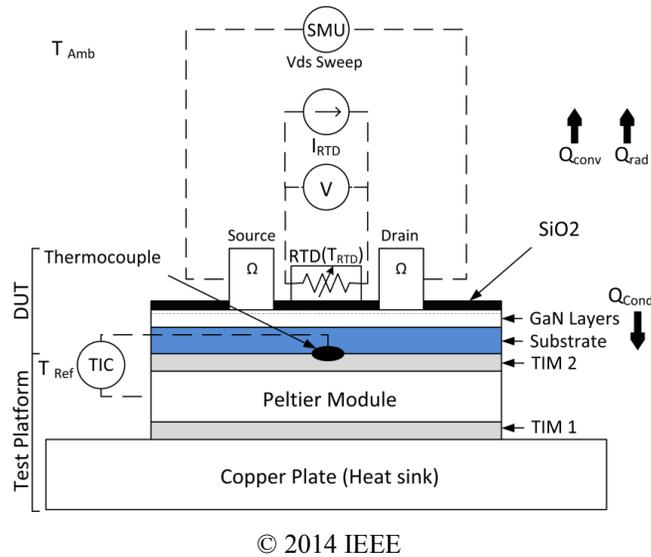


Figure 5.1 Design of DUT and testing platform for temperature measurements using the integrated RTD.

Preliminary 3D thermal simulation suggest: 1) Conduction heat flow towards the heat sink (Q_{cond}) is much larger than convection and radiation heat flow ($Q_{\text{conv}} + Q_{\text{rad}}$) towards the ambient. 2) The temperature gradient through the dielectric layer (SiO_2) of the DUT will be negligible. Therefore, the measured temperature should be close to the actual channel temperature because the layers between the channel and the RTD are but a few nm thick. The validation of conditions above and the evaluation of magnitude of the thermal and electric perturbation between the RTD and the “un-gated” HEMT will be discussed in sections 5.4 and 5.5.

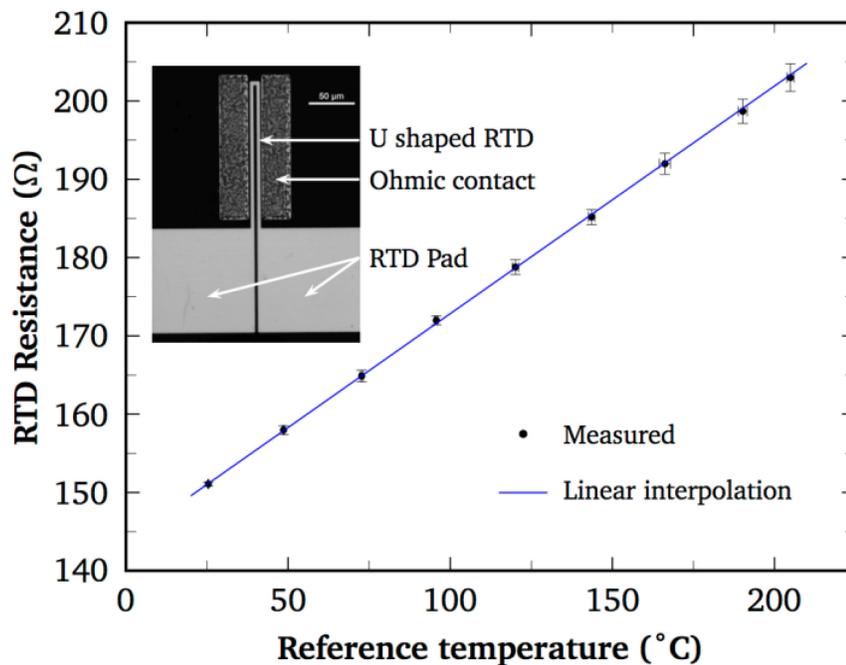
5.3 Device Fabrication

Devices were fabricated on a GaN/AlGaIn/GaN structure grown on sapphire substrate (inset in Fig. 5.2). Ohmic contacts were patterned using basic photolithography process and metallized using a Ti/Al/Ni/Au metal stack. They were annealed at 850 °C. Mesa insulation was performed using Reactive Ion Milling plasma etching. The ohmic contact resistance was measured by the TLM method and a value of 0.415 $\Omega \cdot \text{mm}$ was obtained. A 100 nm PECVD layer of SiO_2 was used to cover the whole device. Then, the RTDs metals; Ti/Pt 10/150 nm metallization (Ti used as adhesion layer) were deposited using E-beam evaporation between

the ohmic contacts, directly above the SiO₂ layer. The die was then annealed at 450 °C under a N₂ atmosphere to improve the Pt resistivity and prevent drift in RTD response.

5.4 Experimental Measurements

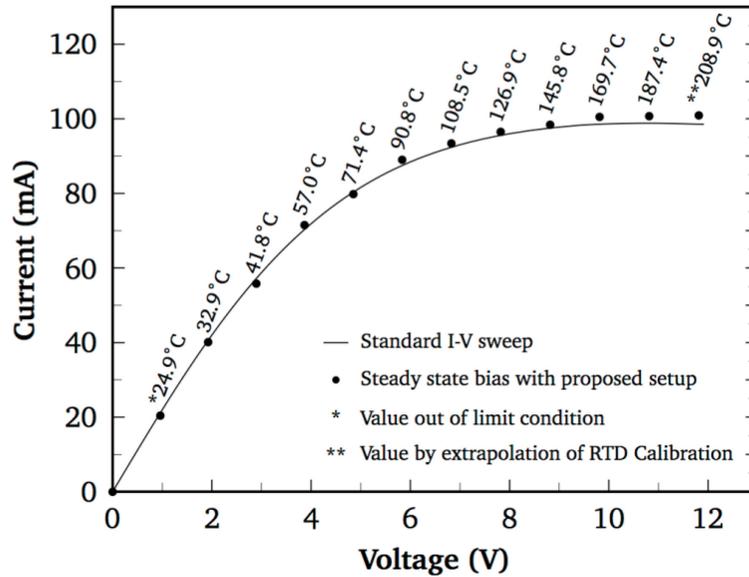
For the RTD calibration the DUT was installed in a probing station equipped with a thermal chuck. Four point measurements were carried out at different chuck temperatures. Current in the RTD (I_{RTD}) was kept at 0.3 mA, to prevent any self-heating effects in the RTD. The RTD voltage was registered for each imposed temperature point. Calibration temperatures were obtained from a commercial standard RTD installed on the chuck. Statistical measurements were done to estimate errors and uncertainties in the calibration procedure. The result of calibration is shown in Fig. 5.2. The fabricated micro RTD showed a linear behavior. Therefore, only the linear part of the RTD's equation $R_T = R_0 [1 + \alpha T]$ is taken into account. The temperature coefficient of the resistance was $\alpha = 2.0227 \times 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ and the extracted resistance at 0 °C was $R_0 = 143.77 \text{ } \Omega$. After calibration, the set-up shown in Fig. 5.1 was used to perform I-V measurement of the DUT. Reference temperature (T_{ref}) was maintained at 25 °C. Then the DUT was biased at different power levels registering values for V_{DS} , I_{DS} and RTD's voltage, keeping $I_{RTD} = 0.3 \text{ mA}$. For each bias condition, a stable voltage value was obtained between the pads of the RTD, from which a temperature value can be extracted using the calibration curve (Fig.5.2).



© 2014 IEEE

Figure 5.2 Resistance vs. temperature characteristic of the fabricated RTD. The inset shows the fabricated “un-gated” HEMT with the integrated RTD.

The corresponding I_{ds} - V_{ds} curve with the measured temperature value for each bias point (dots) is shown in Fig. 5.3. Additionally, a standard I-V sweep with a curve analyzer was performed using $I_{RTD} = 0$ mA (solid line in fig. 5.3). It is important to highlight that there is unnoticeable difference in the I-V characteristic of the DUT, suggesting negligible I-V change while RTD is in use.



© 2014 IEEE

Figure 5.3 I-V-T of “un-gated” HEMT at $T_{ref} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$. Solid line: standard I-V sweep. Dots: Steady bias condition with RTD measured temperature value.

5.5 Validation And Analysis

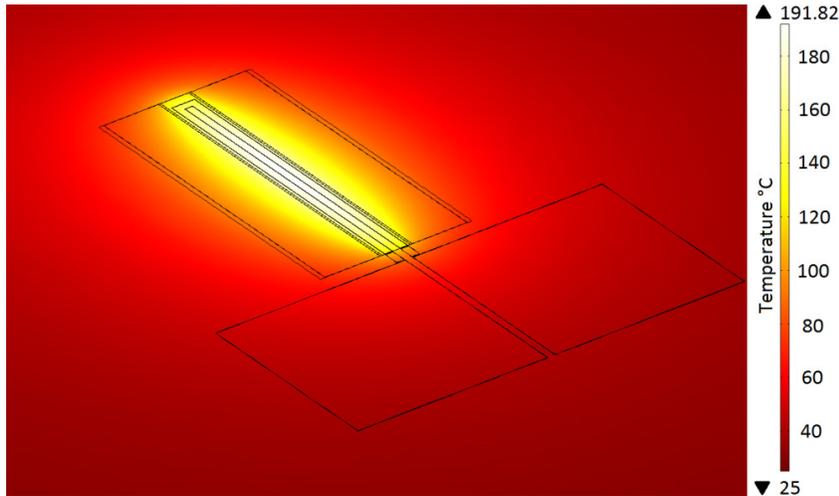
The device geometry in Fig. 5.2 and layer information were introduced in 3D finite element simulation software (Fig. 5.4) to compare simulated temperature values with obtained measured values at different power levels. The un-gated device instead of a fully operational gated HEMT offers the advantage of less complexity in the simulation process, reducing unknowns and assumptions in the model. Steady state heat transfer equations were used to perform the simulations. Reference and ambient temperatures were set to $25\text{ }^{\circ}\text{C}$. For natural convection of air in top surface, the convection coefficient h was chosen to $10\text{ W}/(\text{m}^2\cdot\text{K})$. The thermal conductivity (k) of each layer is given in Table 5.1.

Table 5.1 Thermal conductivities

Medium	k W/(m·K)	Medium	k W/(m·K)	a	b
Gold	317.0	GaN	aT^b [12]	1684	-0.459
Platinum	71.6	Sapphire	aT^b [12]	27670	-1.135
SiO2	1.4				

© 2014 IEEE

For GaN and sapphire materials, the thermal conductivity is temperature dependent with $k = aT^b$ behavior. The values for coefficients a and b were obtained from [Schwierz, F. and Liou, J., 2003]. For the 4.4 μm buffer layer under the 1 μm unintentionally doped GaN, k was unknown. It was assumed $k = aT^b$ behavior for this layer as it is mainly composed of GaN. Coefficients of a and b for this buffer layer were obtained by comparison between the RTD-measured temperatures (T_{RTD}) and simulated temperatures (T_{RTDS}) at multiple power levels. Values for $a = 1042$ and $b = -0.4594$ provided a reasonably good fit, as shown in Fig. 5.5 (to be discussed ahead in more details). As expected, the thermal conductivity of this buffer layer is lower than the conductivity of the higher quality GaN layer.



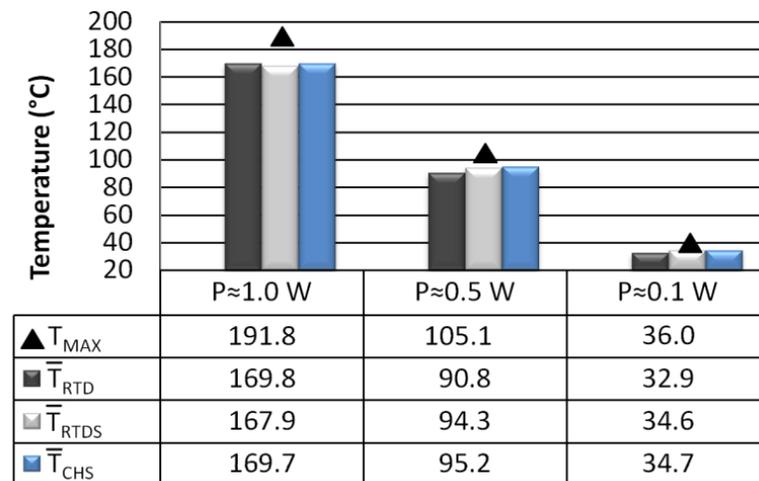
© 2014 IEEE

Figure 5.4 Image of a thermal simulation of the un-gated AlGaIn/GaN HEMT. The device was fabricated with sapphire substrate and has an integrated RTD between ohmic contacts. The reference and ambient temperature is 25 °C. For $P \approx 1$ W, the maximum temperature (T_{MAX}) was 191.82 °C at the center of the channel. A temperature gradient is observed and the simulated average temperature in the channel T_{CHS} is 169.7 °C

Simulations showed an elliptical heat spreading pattern on the surface of channel zone. For this un-gated device, the maximum temperature is found at the center of the channel. As heat spreads away from the center, an important temperature gradient on the channel is observed at high power density. Due to this non-uniform temperature inside the channel area, T_{RTD} , T_{RTDS} and channel simulated temperature (T_{CHS}) are average values calculated by the simulation

software on the corresponding surfaces. These values are presented in Fig. 5.5. The comparison of the simulated average values and the measured temperature values provided by the calibrated micro RTD sensor shows good correspondence at all tested power levels, giving a good degree of confidence on the temperature measurement and on the thermal conductivity of the buffer layer. The maximum error was found at $P \approx 0.5$ W, where $\Delta \bar{T}_{\text{CHS-RTD}} = 4.4^\circ\text{C}$.

In the case of a gated HEMT, the maximum temperature zone would not necessarily be located at the center of the channel. In this case, the maximum temperature is expected to be found close to the gate between this last and the drain contact [Kuball, M. et al., 2007]. In this area the electric field is at its maximum and so is the temperature of the device. In a case where the objective is to measure the temperature in this area (hot spot) with an RTD, the design needs to be changed. The RTD could be redesigned narrower, in a single-straight line configuration. High resolution electro-lithography could be used to pattern the RTD at the desired location. This would also allow reducing the length of the HEMT's channel to standard dimensions.



© 2014 IEEE

Figure 5.5 Temperature Vs. Power of “un-gated” HEMT at $T_{\text{ref}} = 25^\circ\text{C}$. T_{MAX} : Maximum channel temperature (simulation). \bar{T}_{RTD} : Average RTD temperature (measured). \bar{T}_{RTDS} : Average RTD temperature (simulation). \bar{T}_{CHS} : Average channel temperature (simulation).

Concerning the heat flux, impact of SiO₂ layer and impact of the sensor, simulation results confirmed that Q_{conv} and Q_{rad} are negligible compared to Q_{cond} and that the temperature gradient through the SiO₂ layer is negligible. The thermal perturbation produced by the RTD on the channel generated a difference of -0.3 °C at the hottest point at $P \approx 1$ W. Also, according to the coherence of the measured and simulated results, the electrical impact of the un-gated HEMT on the RTD response is nonexistent or at least negligible.

5.6 Conclusion

The measurement of the average channel temperature for an “un-gated” GaN HEMT can be carried out by integration of a micro RTD in the device. Calibration and measurements are straightforward and do not require sophisticated equipment. The electrical perturbation between the sensor and the device is negligible. The sensor integration process and validation have been carried out. Narrower RTD designs and higher resolution fabrication processes can be implemented to integrate the sensor in fully operational HEMTs.

5.7 Informations supplémentaires

Dans cette section on présente des informations qui n’ont pas été détaillées dans l’article précédent, mais qui sont liées aux travaux de mesures et de simulation présentés.

5.7.1 Incertitude des mesures

Étant donné que dans ce projet on propose une méthode alternative pour mesurer la température dans le canal des HEMTs, on considère pertinent d’aborder les sources d’incertitude de la méthode.

« L’incertitude d’une mesure est un paramètre non négatif associé au résultat d’une mesure qui caractérise la dispersion des valeurs qui pourrait être raisonnablement attribuée au mesurande » [EA, 2013] (traduction libre).

L'analyse d'incertitude est un sujet qui peut devenir très complexe dans certains cas. Une des raisons est la propagation de l'incertitude lors de l'application de formules et durant la réalisation d'expériences. Plusieurs expériences avec un grand nombre de mesures et l'application de critères approfondis de mesures d'incertitude seraient nécessaires pour déterminer avec rigueur sa valeur. Dans cette section on ne vise pas à faire une analyse exhaustive et rigoureuse de l'incertitude, mais plutôt à faire une estimation. Pour le faire on a utilisé les recommandations présentées dans [Bell, S., 2001].

L'équation utilisée pour le calcul des incertitudes combinées qui s'ajoutent est :

$$u_c = \sqrt{a^2 + b^2 + c^2 + \dots} \quad \text{Eq. 5.1}$$

Où a, b, c sont des incertitudes standards.

L'équation utilisée pour le calcul des incertitudes qui se multiplient ou se divisent vient donnée par :

$$\frac{u(A)}{A} = \sqrt{\left(\frac{u(L)}{L}\right)^2 + \left(\frac{u(W)}{W}\right)^2} \quad \text{Eq. 5.2}$$

Durant les travaux on a réalisé des mesures pour la calibration du capteur, et ensuite pour la caractérisation électrothermique. Ainsi, on présent par la suite un tableau résumé avec des valeurs estimées des incertitudes et les sources. Les dispositifs utilisés pour les estimations de l'incertitude ne sont pas nécessairement les mêmes utilisés dans l'article, mais des mêmes dimensions.

Tableau 5.2 Estimation d'incertitude standard

<i>Paramètre</i>	<i>Valeur</i>	<i>Unité</i>	\pm <i>Incertitude</i> <i>std.</i>	<i>Sources incertitude</i>
Résistance calibration μ RTD	199	Ω	0,377	<ul style="list-style-type: none"> • Voltage mesuré • Courant généré
Température de calibration	210,5	$^{\circ}\text{C}$	0,61	<ul style="list-style-type: none"> • Température de référence • Précision de témoin • Placement échantillon et témoin sur plaque chauffante
Température mesurée μ RTD	210,5	$^{\circ}\text{C}$	2,43	<ul style="list-style-type: none"> • Voltage mesuré • Courant généré • Courbe de calibration • Température de référence
Puissance du dispositif	1	W	0,007	<ul style="list-style-type: none"> • Voltage mesuré • Courant mesuré

Les valeurs obtenues sont approximatives et sont pour un intervalle de confiance de 68 %.

On peut appliquer un facteur de couverture $FC=2$ pour augmenter l'intervalle de confiance à 95 % [Bell, S., 2001].

Ainsi, l'incertitude augmentée vient donnée par :

$$U = FC \cdot u_c \quad \text{Eq. 5.3}$$

Ainsi les valeurs d'incertitude augmentée (U) viennent données par la multiplication des incertitudes standard du tableau 5.2 par $FC=2$.

5.7.2 Détails sur la simulation thermique

La simulation thermique a été réalisée avec un modèle 3D de composant décrit dans l'article en utilisant le logiciel COMSOL. La bonne convergence des résultats ainsi que la vérification de ne pas avoir des messages d'erreurs et d'avertissements a été vérifiée à chaque fois.

Considérations pour le modèle :

La fig 5.6 présente le schéma de résistances thermiques équivalent de la simulation.

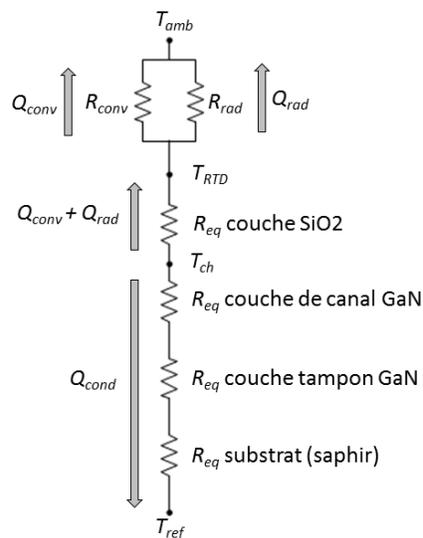


Figure 5.6 Schéma de résistances et flux thermiques considérés pour la simulation

Le schéma ci-dessus correspond à une configuration « normale » pour le dispositif qui est semblable à celle présentée par [Nuttinck, S. et al., 2003] pour un HEMT GaN. Dans leur analyse les auteurs ont considéré que la température du canal T_{ch} peut être approximée à :

$$T_{ch} = Q_{cond} \cdot (\sum R_i^{TH}) + T_{ref} \quad \text{Eq. 5.4}$$

Ainsi, les auteurs n'ont pas pris en compte les effets de la convection naturelle et de la radiation. Pour vérifier cette approche nous avons fait deux vérifications : a) nous avons réalisé des calculs pour estimer des valeurs des résistances R_{conv} , R_{rad} et R_{cond} est par la suite comparés les valeurs des flux Q_{conv} , Q_{rad} et Q_{cond} et on a confirmé que le flux Q_{cond} est

plusieurs ordres de magnitude que les deux autres. b) Après avoir complété le modèle et réalisé les simulations thermiques on a ajouté et enlevé les effets de la radiation et de la convection lesquels ont été trouvés négligeables.

Dans la fig. 5.6 on peut aussi observer que les résistances thermiques équivalentes de la couche AlGaN et du cap GaN ne sont pas présentes. En effets ces deux couches n'ont pas été ajoutées au modèle par des raisons de simplicité et temps d'exécution. La couche AlGaN fait seulement 23 nm et le cap GaN 2 nm avec des conductivités thermiques du même ordre du GaN. Ainsi, on considère que leur impact sur la température T_{ch} est négligeable. Le même critère a été appliqué dans [Sarua, A. et al., 2006] et dans [Darwish, A., et al., 2004].

Maillage :

Le maillage de la structure HEMT et de la géométrie du dispositif a présenté des défis à cause des géométries avec des dimensions de plusieurs ordres de grandeurs. Le maillage automatique du logiciel n'a pas fonctionné efficacement pour ce modèle et par conséquent un maillage sur mesure, adapté aux caractéristiques particulières du modèle a été réalisé. En plus, une optimisation du nombre d'éléments de la maille a été requise pour éviter des temps excessifs de simulation. Dans la fig. 5.7 on présente des images de la maille utilisée pour la simulation.

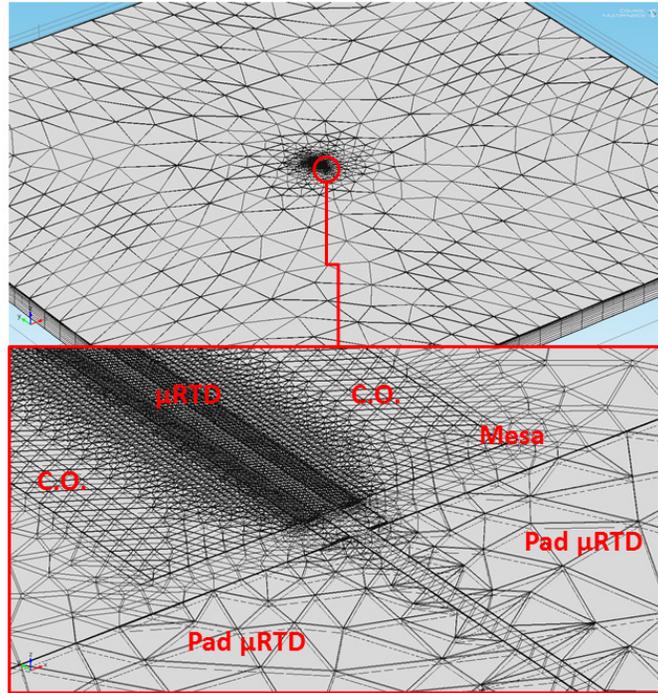


Figure 5.7 Maillage de la géométrie correspondante au HEMT sans grille de l'échantillon prototype. En haut : vue générale en 3D. En bas : détail de maillage du composant avec les contacts ohmiques, la μ RTD, le mesa, les pads de la μ RTD.

Simulation et résultats :

Afin de faire une simulation réaliste, on a utilisé trois sources de chaleur : deux sources sous le premier micron à l'intérieur de chaque contact ohmique qui représentent la puissance dissipée dans les résistances de contacts et une source principale de canal entre les deux contacts ohmiques avec une densité de puissance uniforme. Le logiciel base son analyse numérique sur les équations de transfert de chaleur en régime permanent. Dans la fig. 5.8 on présente des images des résultats correspondants à la simulation présentée dans l'article à $P = 0,99$ W.

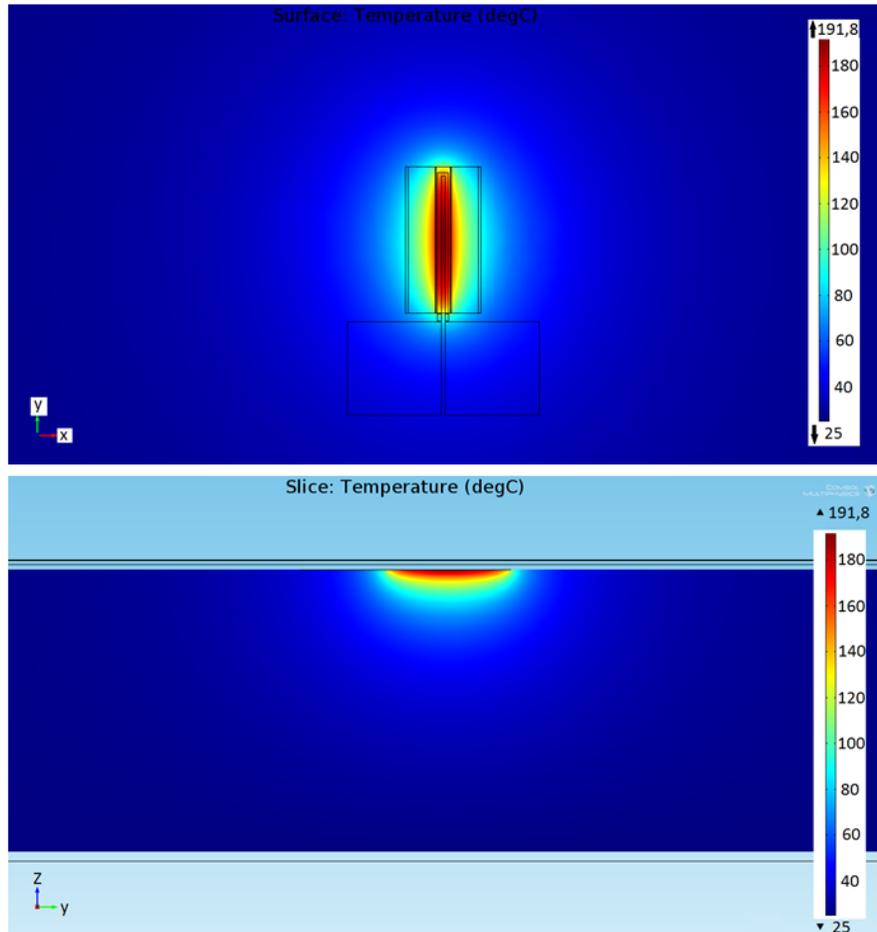


Figure 5.8 Distribution de la température de l'HEMT sans grille de l'échantillon prototype à $P \approx 1$ W. Au-dessus : Température de surface sur le plan x-y. Au-dessous : Température d'une coupe transversale au centre sur le plan y-z.

Dans l'article on a mentionné l'impact mineur de la présence du capteur sur la température maximale. Cependant, on considère important d'approfondir sur ce sujet, car le capteur présente aussi un impact non négligeable sur la distribution de la température sur l'axe x. La fig. 5.9 montre la distribution de la température à $P \approx 1$ W sur l'axe x dans la zone centrale à température maximale. On observe qu'au bord externe de la μ RTD il y a un effet qui provoque une différence de 3 °C et dans le bord intérieur la différence est de -1,7 °C. Cependant dans la région centrale du capteur les températures sont très semblables. Il faut noter que l'on est en train d'évaluer la perturbation maximale provoquée sur l'axe x.

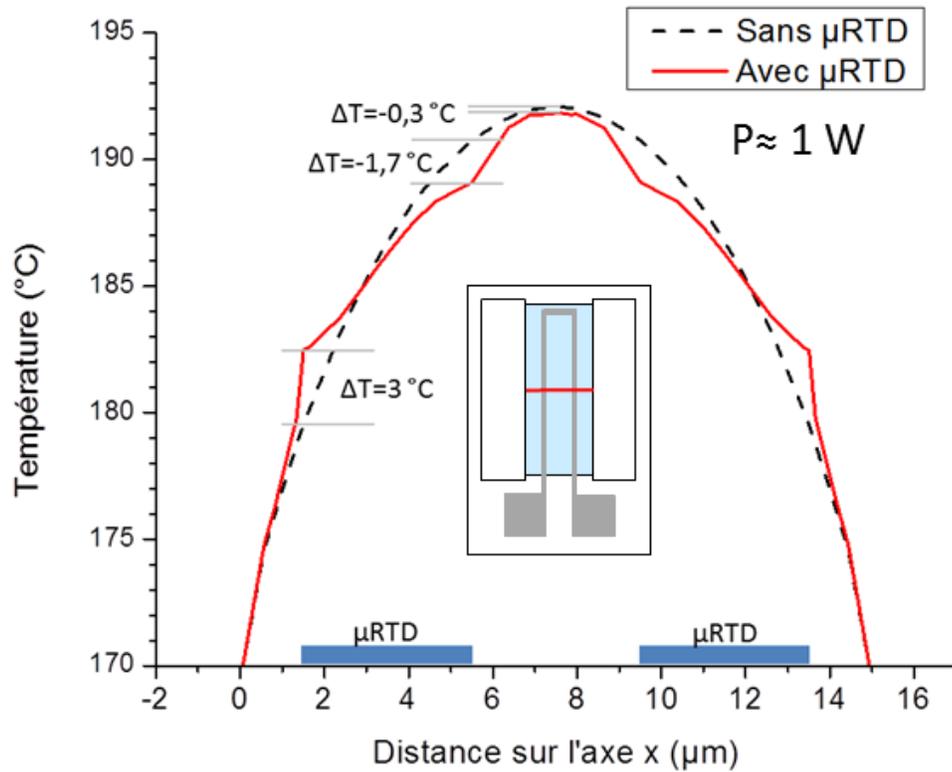


Figure 5.9 Distribution de température sur l'axe x sur la zone de température maximale à $P \approx 1 \text{ W}$. La ligne en trait tireté représente la distribution sans μRTD . La ligne en continu représente la distribution avec μRTD .

Pour l'analyse de la perturbation thermique du capteur sur l'axe « y » on présente la fig. 5.10. Dans cette figure on voit la distribution de la température sur une ligne imaginaire en direction « y » au centre de la longue section du capteur.

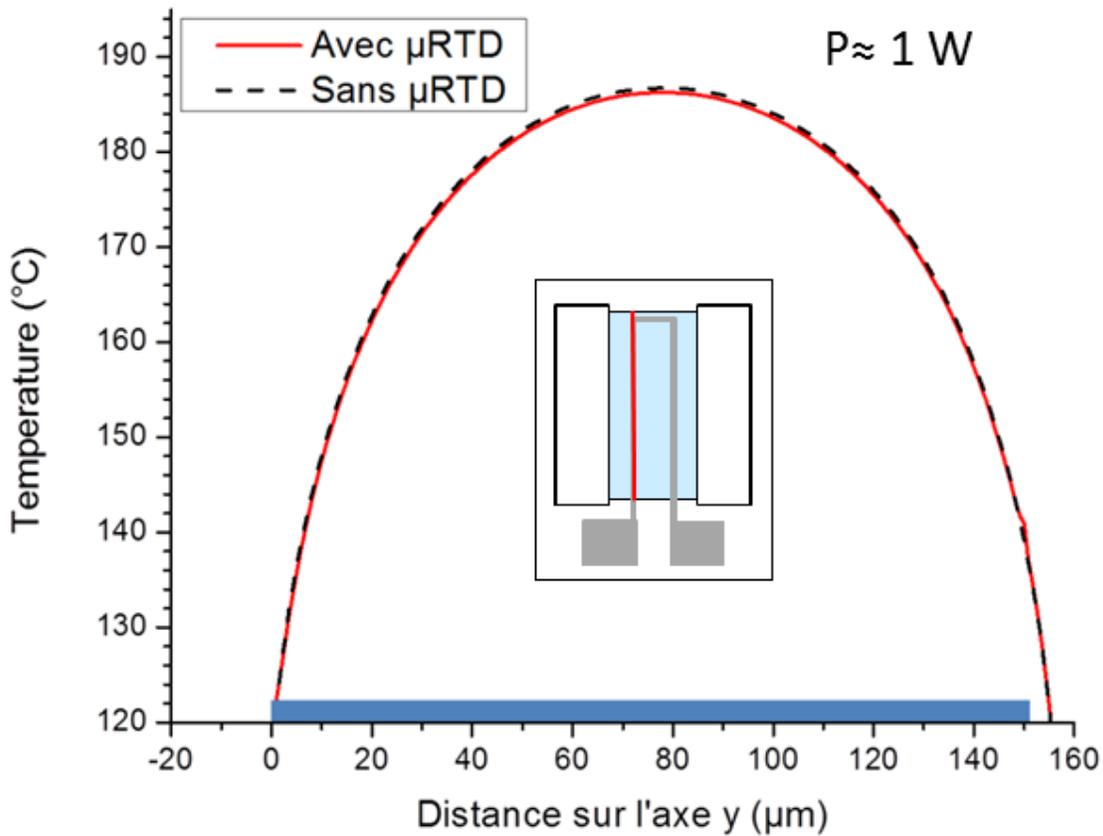


Figure 5.10 Distribution de température sur l'axe y au centre de la ligne du capteur côté gauche à $P \approx 1$ W. La ligne en trait tireté représente la distribution sans μ RTD. La ligne en continu représente la distribution avec μ RTD.

La ligne tiretée correspond à la simulation sans μ RTD. La ligne continue correspond à la simulation avec la μ RTD. On observe que tout au long de la ligne de la μ RTD la différence de température est négligeable. Cette faible perturbation est un résultat favorable, car les deux longues sections de la μ RTD représentent presque la totalité de sa surface. La température moyenne est donnée par toutes les températures mesurées dans le volume de la μ RTD. Ainsi, de façon discrète :

$$\bar{T}_{RTD} = \frac{1}{v} \cdot \sum_{i=1}^N T_i \cdot \Delta_x \cdot \Delta_y \cdot \Delta_z \quad \text{Eq. 5.6}$$

La simulation thermique a été aussi utilisée pour évaluer la sensibilité de la température mesurée par rapport à quelques variables. Le tableau 5.3 présente les résultats de cette évaluation.

Tableau 5.3 Sensibilité de la température TRTDS à certains paramètres (simulation)

<i>Variable</i>	<i>Puissance</i>	<i>Valeur initiale</i>	T_{RTDS-I}	<i>Valeur finale</i>	T_{RTDS-F}	<i>Différence</i>
L_{RTD} (longueur μ RTD)	1,1 W	3 μ m	203,8 °C	3,5 μ m	204,3 °C	+ 0,5 °C
Désalignement de μ RTD en x	1,1 W	0	203,8 °C	0,8 μ m	203,5 °C	- 0,3 °C
Coefficient convection	0,99 W	10 W·(m ² ·K) ⁻¹	167,9 °C	2,5 W·(m ² ·K) ⁻¹	167,9 °C	0

À partir du tableau on peut se rendre compte que la température moyenne mesurée par le capteur n'est pas très sensible à paramètres liés à la microfabrication tels que les déviations de la taille de la μ RTD et le désalignement. Ainsi, il s'agit d'un résultat favorable. Concernant le coefficient de convection naturelle, on peut observer que son effet est négligeable tel que mentionné auparavant.

5.7.3 Mesure de distribution de température autour de composants

Un aspect considéré dans le design du masque a été la mesure de la distribution de la température autour des composants. Cet aspect est intéressant, car il permet de déterminer l'interaction entre plusieurs sources de chaleur dans la même plaque. Ainsi, tel que décrit dans le chapitre trois, on a fabriqué des matrices de μ RTDs (groupe 4) autour d'HEMTs et d'éléments chauffants fabriqués en Ti/Pt. Dans la fig. 5.11 on présente le résultat d'une mesure préliminaire de la distribution de la température sur une ligne imaginaire sur l'axe y dont son point de départ est un élément chauffant à 2 W.

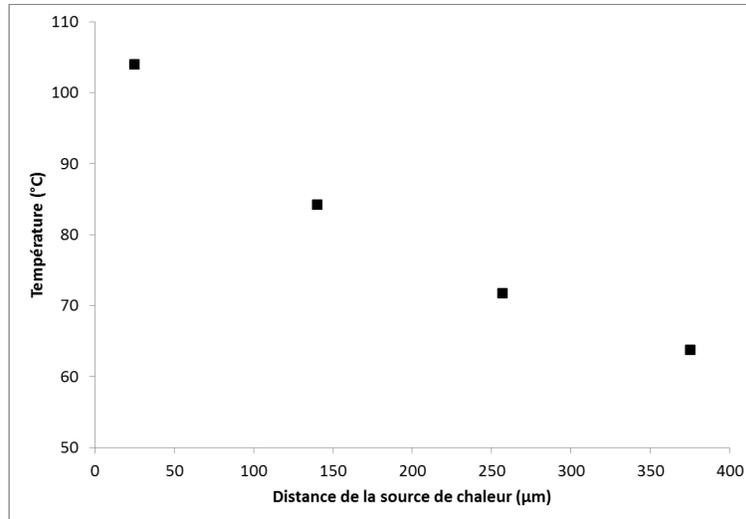


Figure 5.11 Température aux environs d'un élément chauffant sur l'échantillon prototype. La puissance dissipée dans l'élément chauffant est de 2 W. La température est mesurée avec μ RTDs.

Dans la fig. ci-dessus on peut observer que le profil de température est généré par quatre points dont chacun correspond à la température mesurée par une μ RTD à une distance fixe de la source de chaleur. La résolution spatiale est d'environ 110 μ m. Les valeurs de température obtenues sont cohérentes pour chaque distance (axe y).

CHAPITRE 6 ÉCHANTILLONS DE 2^{ÈME}

GÉNÉRATION

Dans le chapitre précédent on a démontré la caractérisation électrothermique par μ RTD intégrée dans un HEMT sans grille sur l'échantillon prototype. Cet échantillon fonctionnel sur substrat en saphir a été réalisé jusqu'à l'étape 6 (réalisation de μ RTDs). Dans ce chapitre on présente la réalisation d'échantillons de deuxième génération qui comportent toutes les étapes de microfabrication. Les étapes ajoutées par rapport au prototype sont les étapes de couche de protection de la surface et de plots d'accès aux contacts. Les avantages d'ajouter ces étapes sont l'amélioration de la robustesse physique des échantillons et un accès plus facile aux contacts pour la réalisation de mesures électriques et électrothermiques. À la fin de ce chapitre, on présente aussi la description du procédé de caractérisation électrothermique à utiliser.

6.1 Réalisation des échantillons

Un des objectifs de ce projet de recherche est l'évaluation de l'impact du type de substrat sur la température du dispositif. Par conséquent les échantillons de deuxième génération ont été réalisés sur structures HEMT GaN avec substrats en saphir et en SiC. À partir de ce moment, on va considérer un échantillon de chaque type. On va les identifier comme échantillon « A » pour l'échantillon sur saphir, échantillon « B » pour l'échantillon sur SiC. La fig. 6.1 présente les types de structures.

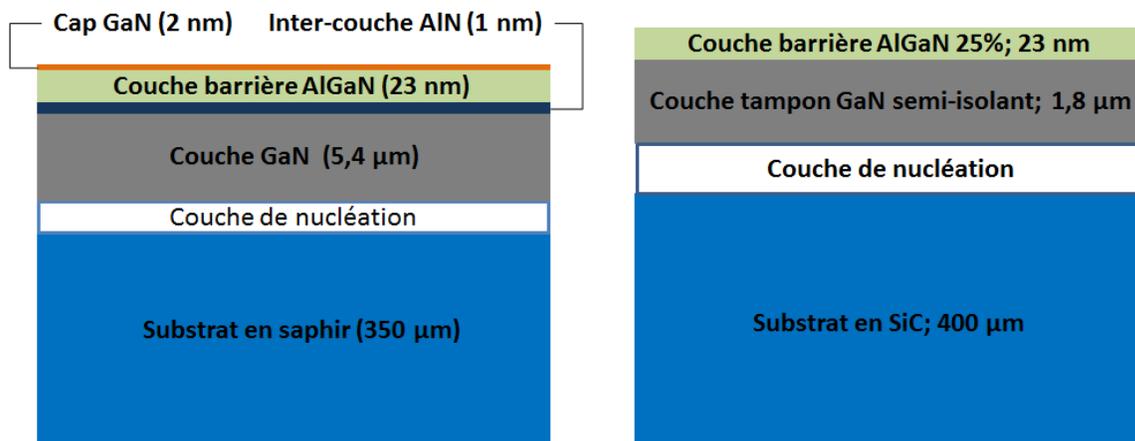


Figure 6.1 Structures HEMT-GaN utilisées pour la fabrication d'échantillons de deuxième génération. À gauche : structure sur substrat en saphir (A). À droite : structure sur substrat en SiC (B).

Le procédé utilisé pour la réalisation de tous les échantillons de deuxième génération a été le même. Afin de décrire le parcours de réalisation et de caractérisation électrique des échantillons, on présentera dans ce chapitre les résultats sur l'échantillon B. Dans la fig. 6.2 on présente une image de l'échantillon B à la fin de l'étape de recuit de la μ RTD.

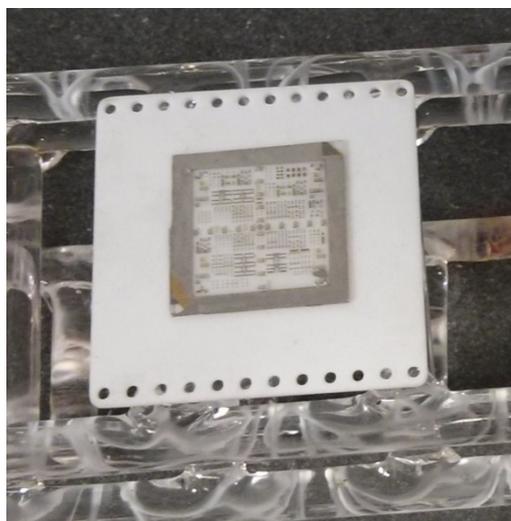


Figure 6.2 Image de l'échantillon B de deuxième génération après le recuit à 450 °C des μ RTDs. On observe la couleur grise du Pt et le substrat transparent en SiC.

Après avoir complété les étapes HEMT de base et de μ RTD on a réalisé les étapes 7-9 pour la protection de la surface de l'échantillon et les plots d'accès aux contacts. La fig. 6.3 montre

une vue partielle de la surface de l'échantillon B. Dans un petit carré rouge, on identifie un HEMT avec μ RTD intégré dont une image rapprochée est présentée dans la fig. 6.4.

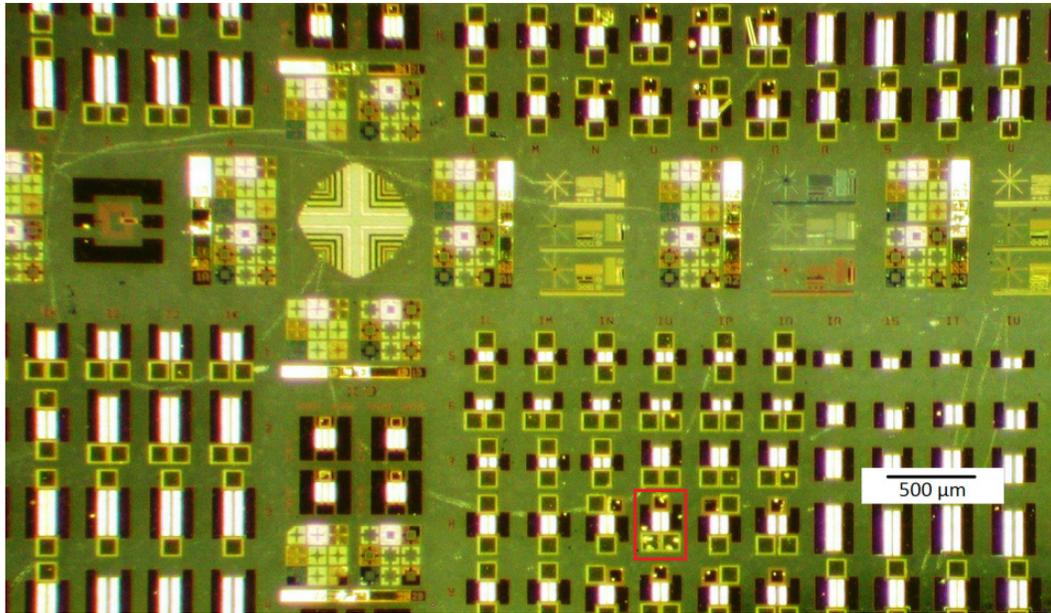


Figure 6.3 Image partielle de la surface de l'échantillon B de deuxième génération. Dans le carré rouge, on a identifié un HEMT avec μ RTD intégrée.

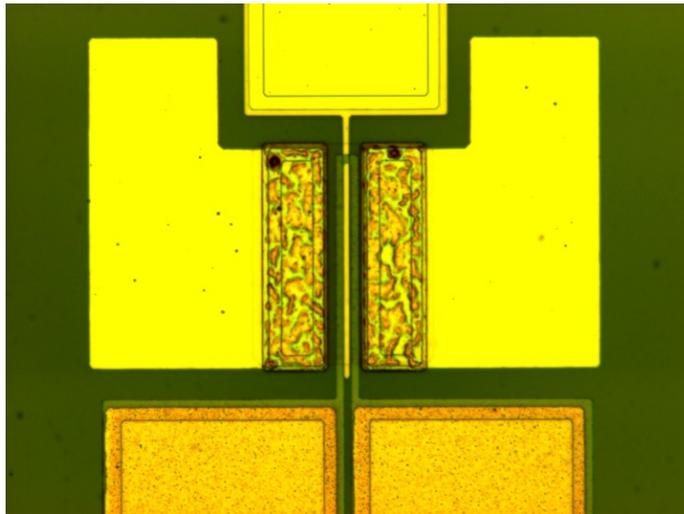


Figure 6.4 Image d'un HEMT GaN avec μ RTD intégrée autour de la grille, entre les contacts ohmiques. L'échantillon correspond à l'échantillon B (SiC) de deuxième génération.

6.2 Caractérisation électrique de base

Cette section comprend seulement quelques tests électriques de base qui permettent déterminer si les composants et l'isolation entre le composant et la μ RTD fonctionnent selon le design. La réalisation des tests a été faite sur plusieurs composants. Les résultats que l'on présente par la suite correspondent à un HEMT avec la topologie montrée dans la fig. 6.4. Le reste des composants, en général, a donné des résultats équivalents.

6.2.1 Isolation de la μ RTD

Tel que décrit dans le chapitre quatre on réalise encore des tests d'isolation entre la μ RTD et les contacts ohmiques et entre la μ RTD et la grille. Cependant, pour les échantillons de deuxième génération on a fait des tests plus exigeants en montant la valeur de la différence de potentielle. Ainsi dans la fig. 6.5 on présente le courant de fuite entre la μ RTD et un des contacts ohmiques entre 0 et 20 V. On observe que le courant est de l'ordre des dizaines de pA ce qui est un résultat satisfaisant pour l'application.

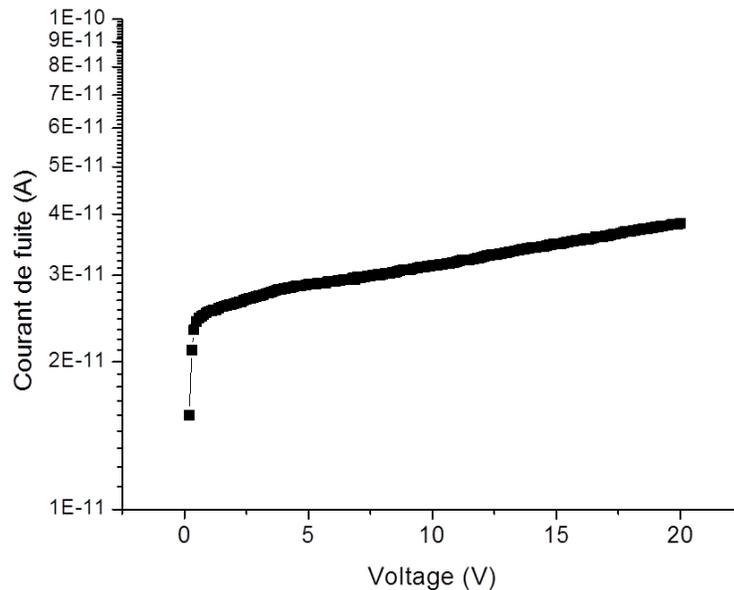


Figure 6.5 Courant de fuite entre la μ RTD et contact ohmique du HEMT avec μ RTD intégré. Dispositif de deuxième génération, échantillon B.

Dans la fig. 6.6 on présente le courant de fuite entre la μ RTD et la grille entre 0 et 10 V. On observe que le courant est de l'ordre des centaines de pA ce qui est un résultat satisfaisant pour l'application, spécialement parce que le μ RTD passe au-dessus de la grille.

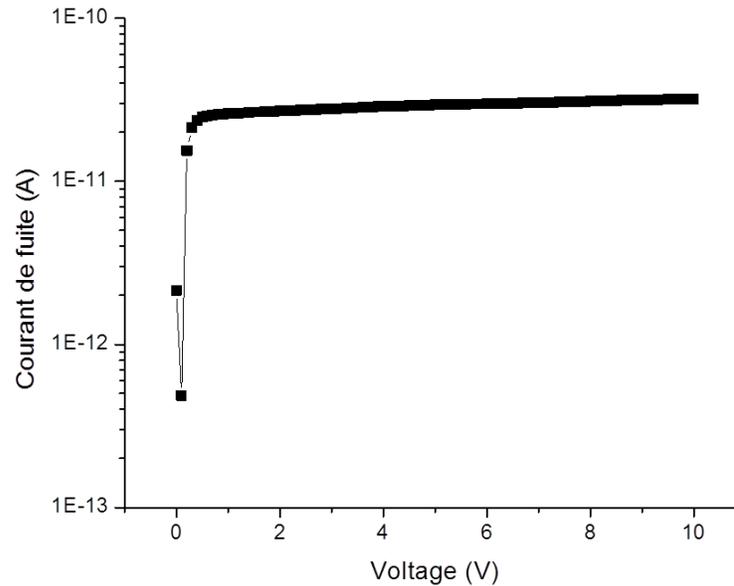


Figure 6.6 Courant de fuite entre la μ RTD et la grille du HEMT avec μ RTD intégré de deuxième génération, échantillon B.

6.2.2 Comportement électrique des dispositifs HEMT

On a réalisé des tests électriques des composants HEMT sans grille (groupe 2) et avec grille (groupe 3) des échantillons A et B. Dans la fig. 6.7 on présente la courbe $I_{ds}-V_{gs}$ et transconductance (gm) du HEMT de la fig. 6.4 avec la μ RTD sans polarisation et avec polarisation. On observe un comportement normal du composant, lequel n'est pratiquement pas affecté par la condition de polarisation de la μ RTD à un courant $I_{RTD} = 0,3$ mA. Une courbe de la caractéristique $I_{ds}-V_{ds}$ de ce composant est présentée dans le chapitre 7.

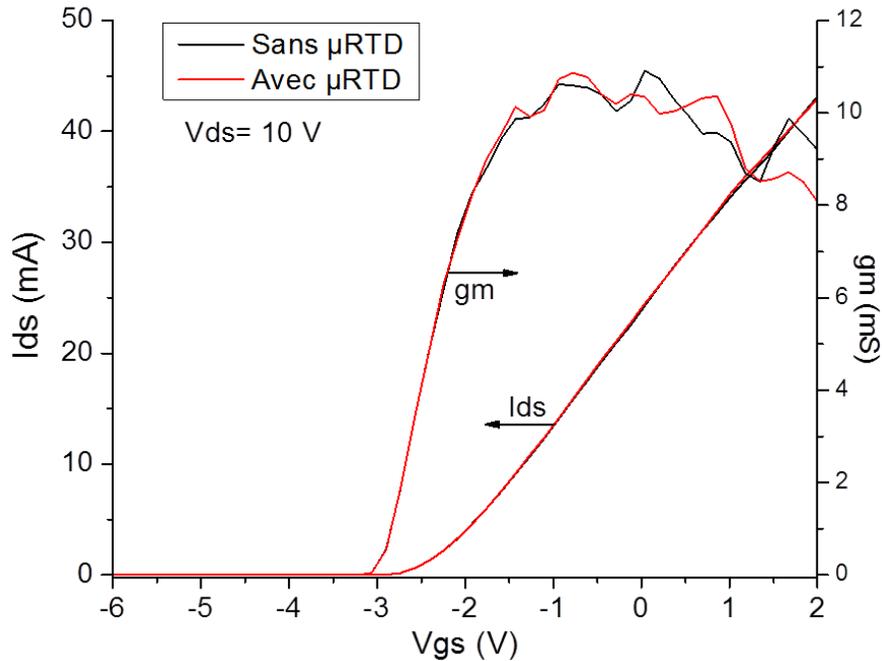


Figure 6.7 Caractéristiques I_{ds} - V_{gs} et transconductance (g_m) du HEMT avec μ RTD intégré de deuxième génération. Échantillon B. En noir la μ RTD est en état passif. En rouge la μ RTD est en état de fonctionnement avec $I_{RTD} = 0,3$ mA.

Ainsi, on observe encore que le comportement électrique du composant n'est pas affecté par le fonctionnement de la μ RTD. Ce résultat favorable avait déjà été présenté dans le chapitre précédent dans un HEMT sans grille. La grande différence est que maintenant on a l'a démontré sur un HEMT complet. Ainsi, on vient de démontrer qu'il est possible d'intégrer et de faire la mesure de la température avec une μ RTD lorsque le transistor est en fonctionnement sans changer de façon significative son comportement.

6.3 Calibration de μ RTD

Tel que mentionné auparavant, avant la réalisation des mesures électrothermiques il faut calibrer chaque μ RTD. Dans la fig. 6.8 on présente le résultat de la calibration de la μ RTD intégrée dans le dispositif de la fig. 6.4.

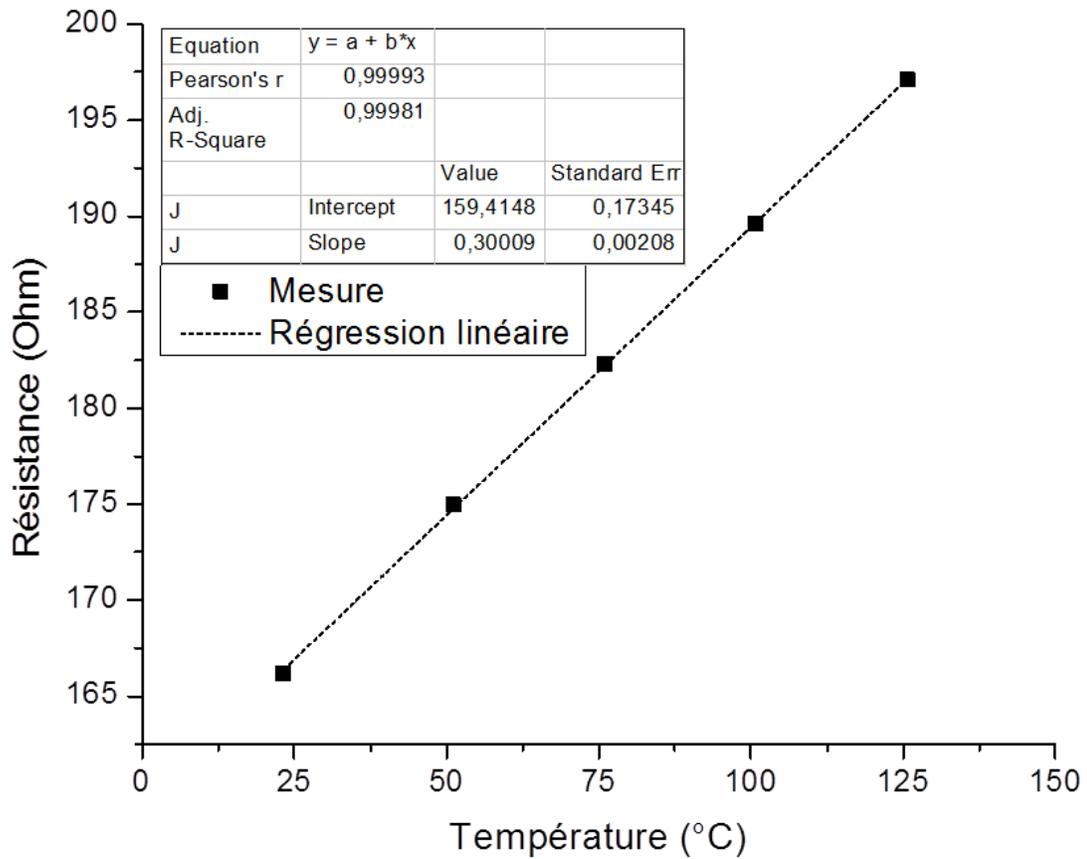


Figure 6.8 Courbe de calibration et régression linéaire de la μ RTD du HEMT de l'échantillon B de la fig. 6.4.

6.4 Mesures électrothermiques

Un des avantages des mesures électrothermiques des dispositifs de deuxième génération est la disponibilité de plots d'accès. En effet la petite surface et la rugosité des contacts ohmiques de l'échantillon prototype a ajouté de la difficulté à réaliser les mesures et même dans certains cas à provoquer des dommages irréversibles avec les pointes de mesure. Une image de la mesure sous pointes du composant de la fig. 6.4 est présentée dans la fig. 6.9.

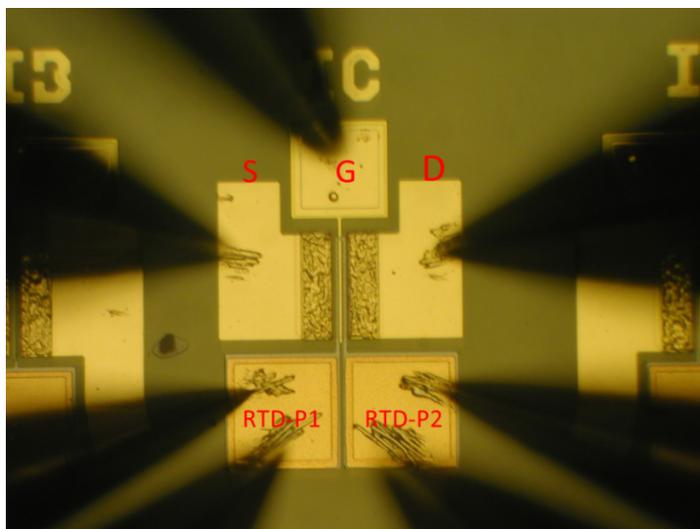


Figure 6.9 Image de la mesure sous pointes d'un HEMT avec μ RTD intégré. Dispositif de deuxième génération semblable à celui de la fig. 6.4. La mesure est réalisée avec sept pointes : trois pointes pour la caractérisation électrique du transistor : grille, source et drain. Quatre pointes pour la mesure de la résistance de la μ RTD.

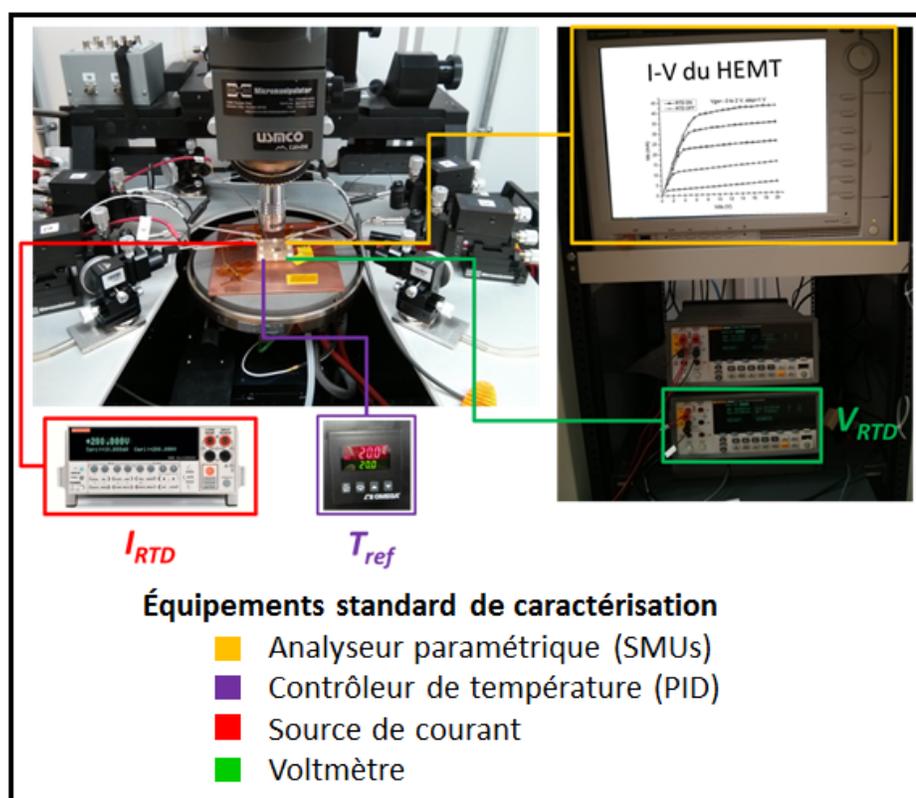


Figure 6.10 Montage pour la calibration de μ RTDs des échantillons de deuxième génération. À gauche la station sous pointes avec la plateforme de tests électrothermiques. À droite l'analyseur paramétrique et les multimètres programmables avec fonction de mesures statistiques.

Un autre avantage important pour les mesures électrothermiques correspond à l'amélioration du montage de caractérisation. Ainsi, on a remplacé la source de polarisation et les instruments de mesure de courant et de voltage des dispositifs actifs par un analyseur paramétrique tel que montré dans la figure 6.10. Simultanément, la tension de la μ RTD est encore mesurée avec l'instrument à mesures statistiques.

Les résultats des mesures électrothermiques réalisées sont présentés dans le prochain chapitre en forme d'article.

CHAPITRE 7 CARTES

ÉLECTROTHERMIQUES

Avant-propos

Auteurs et affiliation :

O. Arenas : étudiant au doctorat, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie électrique et de génie informatique.

É. Al Alam : chercheur postdoctoral, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie électrique et de génie informatique.

V. Aimez : professeur, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie électrique et de génie informatique.

A. Jaouad : professeur, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie électrique et de génie informatique.

H. Maher : professeur, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie électrique et de génie informatique.

R. Arès : professeur, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie mécanique.

F. Boone : professeur, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie électrique et de génie informatique.

Date d'acceptation : 01 décembre 2014

État de l'acceptation : version définitive publiée.

Revue : IEEE Electron Device Letters © 2015 IEEE

In reference to IEEE copyrighted material which is used with permission in this thesis, the IEEE does not endorse any of Université de Sherbrooke's products or services. Internal or personal use of

this material is permitted. If interested in reprinting/republishing IEEE copyrighted material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution, please go to http://www.ieee.org/publications_standards/publications/rights/rights_link.html to learn how to obtain a License from RightsLink.

If applicable, University Microfilms and/or ProQuest Library, or the Archives of Canada may supply single copies of the dissertation.

Référence: [Arenas, O., et al., 2015]

Titre français : Cartographie électrothermique de HEMTs AlGaN/GaN avec sondes RTD.

Contribution au document :

Les contributions de l'article à ce document sont les suivantes :

- Étude des interférences électriques entre la μ RTD et le dispositif électronique.
- Présentation de résultats de mesures électrothermiques en mode cartographie courant-voltage-température.
- Comparaison des températures et des résistances thermiques d'HEMTs de mêmes dimensions sur substrats différents
- Analyse de résultats et comparaison avec des résultats tirés de la littérature.

Résumé français :

Les effets d'autoéchauffement dans les transistors à haute mobilité électronique (HEMTs) AlGaN/GaN peuvent particulièrement réduire la mobilité des électrons et produire des inquiétudes par rapport à leur fiabilité. La caractérisation électrothermique et la gestion thermique appropriée sont nécessaires pour traiter cette situation. Cette lettre présente la mesure de la température du canal (T_{ch}) d'HEMTs GaN sous plusieurs conditions de polarisation avec une bonne précision. Les mesures sont réalisées par la technique de μ RTD (μ RTD) intégrée dans HEMTs AlGaN/GaN sur substrats en SiC et en saphir. Le capteur μ RTD en Ti/Pt avec une caractéristique résistance-température linéaire a été utilisé pour obtenir une carte $I_{ds}-V_{ds}-T_{ch}$ pour chaque dispositif. Les résistances thermiques ont été

comparées en conditions d'opération similaires et on a obtenu $R_{TH}=34,7 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{W}^{-1}$ pour le HEMT sur SiC et $R_{TH}=157,2 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{W}^{-1}$ pour l'HEMT sur saphir.

7.1 Introduction

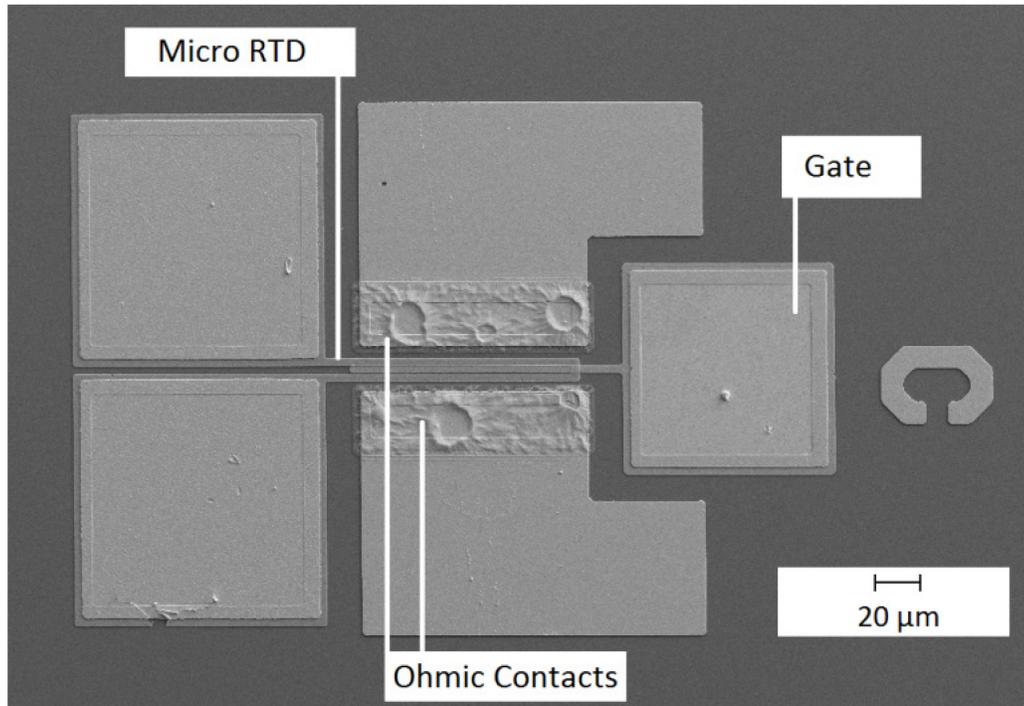
Transistors are in continuous evolution in order to fulfill the ever higher performance requirements for modern electronic systems. Progress in epitaxial growth and microfabrication technology has allowed the fabrication and successful market entrance of Gallium Nitride (GaN) High Electron Mobility Transistors (HEMTs). They have exceptional characteristics in terms of speed, power and efficiency compared to devices based on silicon (Si), gallium arsenide (GaAs) and silicon carbide (SiC). Therefore, GaN HEMTs are considered as an outstanding option for today's and tomorrow's RF-communications and power switching applications. Nevertheless, as these devices are expected to operate in high power density conditions, their electrical performance can notably be diminished by self-heating effects, reducing the electron mobility in the channel. Self-heating can also induce reliability concerns and reduce the lifetime of the transistor. This situation needs to be addressed by properly characterizing the self-heating effects and guide design adjustments in thermal management. There are different techniques for measuring the temperature of GaN HEMTs under bias. Optical, electrical and direct contact methods have been used and discussed throughout the last decade [Blackburn, D., 2004], [Sarua, A. et al., 2006]-[Schitter, B. et al., 2013], each one with its own advantages and drawbacks. Recently, we proposed a contact method to measure channel temperature of an "ungated" AlGaIn/GaN HEMT by integrating a micro Resistance Thermal Detector (μ RTD). In previous work [Arenas, O. et al., 2014A], the negligible electrical and thermal perturbations of the device characteristics by the presence of the μ RTD were demonstrated. Also, the accuracy of temperature measurements was confirmed by comparison with 3D finite element electrothermal simulations at multiple power levels.

The technique has the advantages of good and reliable thermal contact during the measurement, electrical independence between the sensor and the device, simplicity and low cost, making it potentially useful for thermal performance and reliability studies. Even if the effectiveness of this technique was demonstrated, the use of ungated devices in our previous work [Arenas, O. et al., 2014A] did not allow reaching the full potential of the technique and uncovering its convenience for GaN-HEMT electro-thermal characterization. Therefore, in this letter, we apply this effective technique in fully operational GaN HEMTs, allowing the

presentation of the measurement of the channel temperature in multiple bias conditions. This important step forward allows the construction of new and complete electro-thermal maps of the devices by a I_{ds} - V_{ds} - T_{ch} sweep. The design and fabrication of the transistors and the sensor are also presented.

7.2 Device Description and Fabrication

The transistors are 3.5 μm long (fat) gate devices with $L_{sg} = L_{gd} = 5 \mu\text{m}$ and a 102 μm wide channel (W). These dimensions are a compromise for facilitating the integration of the μRTD using low-resolution lithography while keeping full operational capabilities of the HEMTs for electro-thermal characterization. The shape of the μRTD has a triple path: one long path on the source-gate region, a short path that goes across (above the gate) and one long path on the gate-drain region. An image of a fabricated device is presented in Fig. 7.1. As the temperature is expected to be different in each path due to device geometry and field distribution, the temperature to be measured will be an average of the temperatures under the total μRTD 's surface. The criterion for designing these paths is for evaluation of an "average" temperature in the channel and evaluation of the perturbation between the μRTD and the HEMT. The total length of the μRTD is 232 μm and at each end of it there is a pad for probing. The width of the μRTD line is 3.5 μm , which is also compatible with low resolution lithography. The HEMTs were fabricated on two different stacks: one is a AlGaIn/GaN structure grown on SiC, the other is a GaN/AlGaIn/GaN stack on a sapphire substrate. Ohmic contact metallization was chosen to be Ti/Al/Ni/Au, annealed at 850 $^{\circ}\text{C}$. Mesa insulation was performed using Reactive Ion Milling plasma etching. The gate metallization was Ni/Au, with a total thickness of 200 nm. Then, a 100 nm thick layer of SiO₂ was used to cover the whole device. Above the oxide, between the ohmic contacts, the μRTD was fabricated using Ti/Pt 10/150 nm metallization by E-beam evaporation. The die was then annealed at 450 $^{\circ}\text{C}$ under a N₂ atmosphere. This step was used to improve the Pt resistivity and stability. A second SiO₂ layer with a thickness of 100 nm was added for device protection purposes. This layer was dry-etched on specific areas to allow the addition of the measurement pads. These lasts were fabricated using Ti/Au 10/300 nm evaporation.

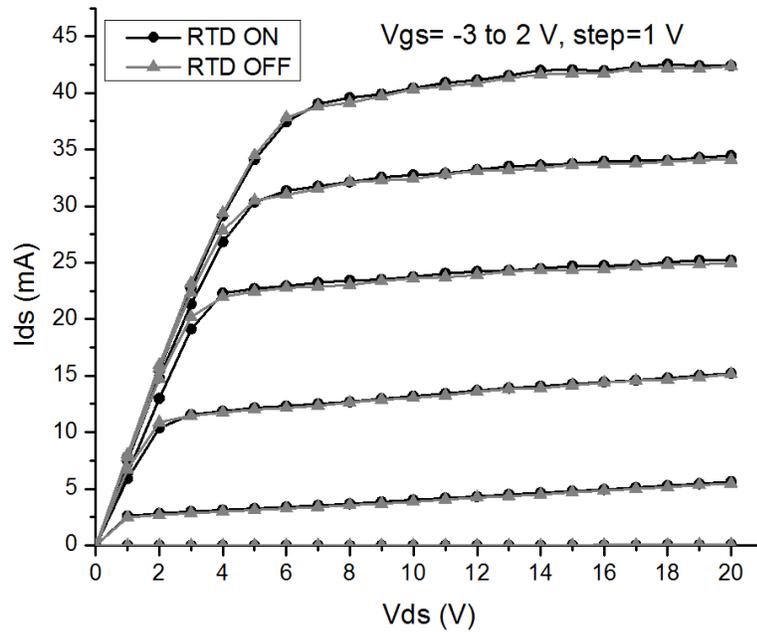


© 2015 IEEE

Figure 7.1 HEMT with integrated μ RTD. The sensor has two $112.5 \mu\text{m}$ sections parallel to the gate and one $7 \mu\text{m}$ section perpendicular to the gate

7.3 Measurements and Results

The first measurement was an I_{ds} - V_{ds} sweep of the HEMTs under multiple gate voltages with the μ RTD in open circuit condition (no bias applied). Then, the same I_{ds} - V_{ds} measurement was executed again, but this time with the μ RTD under bias using a μ RTD current $I_{RTD} = 0.3 \text{ mA}$. The result of the superposition of both measurements for the HEMT on a SiC substrate is presented in Fig. 7.2. It can be noted that the electrical behavior of the device is almost identical.



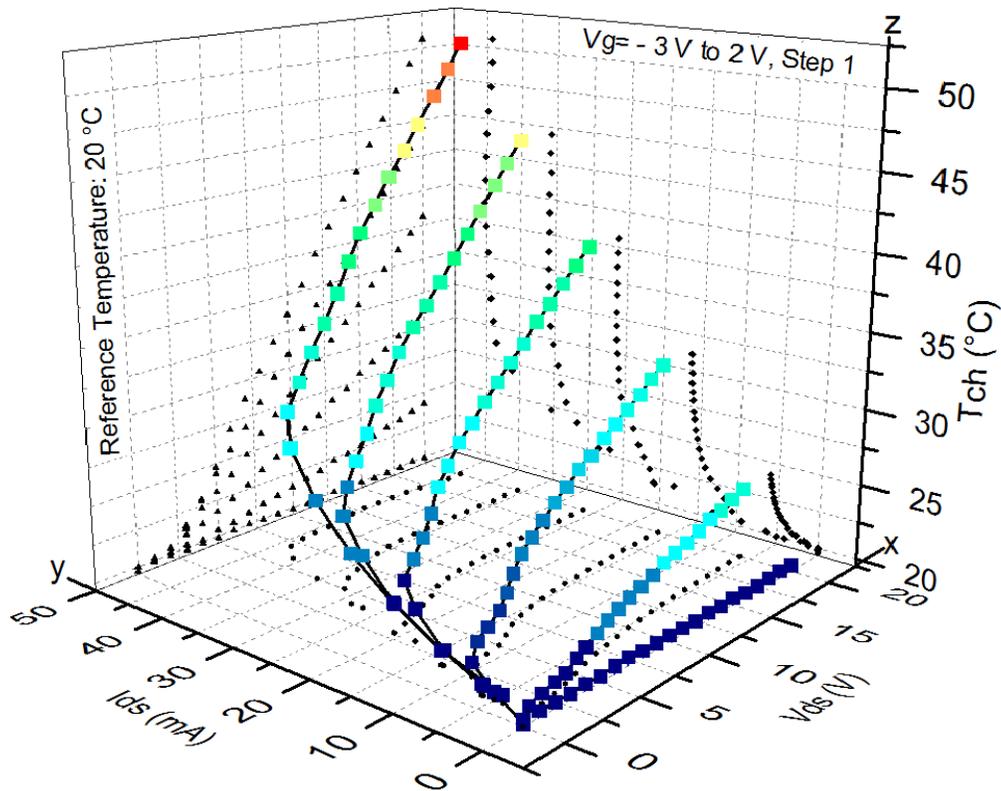
© 2015 IEEE

Figure 7.2 Comparison of I_{ds} - V_{ds} sweeps of an AlGaN/GaN HEMT on a SiC substrate with integrated μ RTD. $W=102 \mu\text{m}$. Gray (triangular) marks with a μ RTD current of 0 mA (no bias). Black (circles) marks with a μ RTD current of 0.3 mA.

The second measurement corresponds to the calibration of the μ RTD. It was executed with the HEMTs in passive condition (no bias) and the die installed on a thermal chuck. The current injected in the μ RTD (I_{RTD}) was 0.3 mA, warranting no electrical perturbation and no self-heating of the μ RTD. Multiple chuck temperatures were set from ambient (20°C) to up to (200°C). At each point, the μ RTD resistance was recorded by the 4 wire method. Each measured resistance value corresponds to a reference temperature indicated by a commercially available RTD [Arenas, O. et al., 2014A]. Each point was measured 10 times using digital multi-meters with data recording and statistical functions, warranting the precision and low dispersion of the calibration data. A linear temperature-resistance relation was obtained. For the HEMT on SiC, the temperature coefficient of the resistance was $\alpha=1.8826\text{e-}3\cdot^\circ\text{C}$ and the extracted resistance R_0 at 0°C was 159.41Ω .

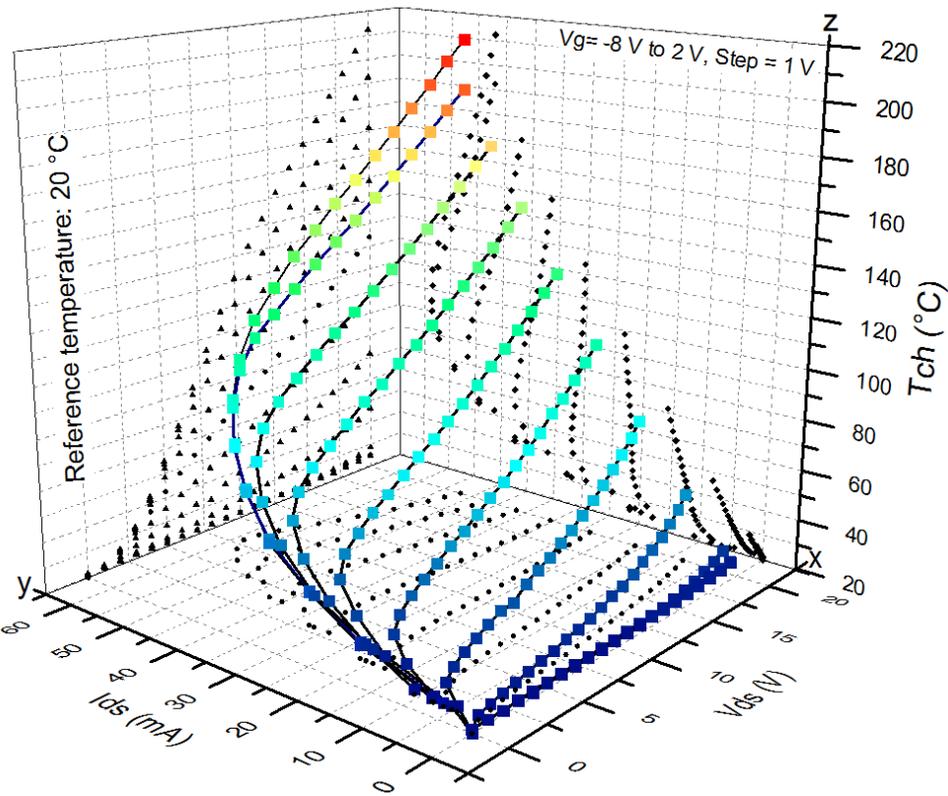
The third measurement corresponds to the channel temperature measurements with the HEMT under bias. A temperature reference of 20°C on the back of the die was set by installing it in a setup with a Peltier module equipped with closed loop temperature control. The μ RTD's

resistance measurement was set using a 4-wire probe measurement with $I_{RTD} = 0.3$ mA. Then, an I_{ds} - V_{ds} sweep was executed with a parametric analyzer while monitoring the μ RTD's resistance to simultaneously measure the channel temperature T_{ch} . The interval between measurements points was fixed to 12 s in order to assure the complete thermal stability of the system. Using the μ RTD's calibration curve (α and R_0) the I_{ds} - V_{ds} - T_{ch} characteristic of the transistor was obtained as shown in Fig. 7.3. In a similar way, Fig. 7.4 shows the results of the I_{ds} - V_{ds} - T_{ch} characteristic of a HEMT of same dimensions and fabrication process, but realized on a GaN/AlGaN/GaN stack on sapphire substrate.



© 2015 IEEE

Figure 7.3 I_{ds} - V_{ds} - T_{ch} response of a AlGaIn/GaN HEMT on a SiC substrate. $W=102$ μ m. Measurement delay: 12 s. Reference temperature: 20 °C.



© 2015 IEEE

Figure 7.4 I_{ds} - V_{ds} - T_{ch} response of a AlGaIn/GaN HEMT on a sapphire substrate.. $W=102 \mu\text{m}$. Measurement delay: 12 s. Reference temperature: 20 °C.

7.4 Analysis and Discussion

From a functionality point of view, the fabricated devices behaved according to expectations. Even if the fabricated devices still have dimensions which are larger than standard GaN-HEMT devices, the electro-thermal data provided is useful for thermal management design. By the use of electrolithography in the future, the μRTD size can be reduced to be integrated in standard channel length HEMTs. In this case, a single straight path could be used and could be located between the gate end and the drain, where the highest temperature region is located.

It is important to notice that the μRTD is an additional metallic element surrounding the gate with DC current flowing through. Nevertheless, the perturbation on the HEMT electrical field is negligible. This favorable situation is demonstrated in the electrical response of the HEMT

(Fig. 7.2). The main reason for this behavior is the distance between the μ RTD and the 2DEG (thickness of the SiO₂ layer and barrier layer) and the low voltage level of the μ RTD. Therefore, temperature measurements can be conducted with the assurance that the device behaves similarly to a standard device.

The results in Fig. 3 and 4 provide a complete overview of the electro-thermal behavior of the HEMT on SiC and sapphire substrates respectively. It is important to mention that the measured temperature values (T_{ch}) are close to the real temperature values at the 2DEG channel location. This is due to the fact that the temperature gradient through the thin AlGaN barrier layer and through the dielectric layer (SiO₂) is very small [Arenas, O. et al., 2014A] at all tested power levels, under the actual measurement conditions. For the device on a SiC substrate, the maximum measured temperature was $T_{max}=50.6$ °C with a $V_{ds}=20$ V and $I_{ds}=44.4$ mA at $V_{gs}=2$ V. Projection on the x - y plane shows the I_{ds} - V_{ds} characteristic, where the I_{ds} at the saturation region presents minor signs of self-heating effects (negative slope) for the higher current values. The projection on the x - z plane shows a non-linear temperature increase in the linear I_{ds} - V_{ds} operation region and then a linear temperature increase in the saturation region. This shape of T_{ch} - V_{ds} is similar to the shape of the dissipated power P_D vs. V_{ds} (not shown). The relationship between the two curves is the thermal resistance $R_{TH}=\Delta T/P_D$, where $\Delta T=T-T_{Reference}$. The results indicate that R_{TH} increases with temperature explaining why the shape of T_{ch} - V_{ds} and P_D vs. V_{ds} are not completely proportional. This situation is expected as the thermal conductivities of GaN and SiC decrease when temperature rises. For the HEMT on a sapphire substrate, results show much higher channel temperature for equivalent power levels, compared to the HEMT on SiC substrate. Maximum temperature was 212.4 °C with a $V_{ds}=20$ V and $I_{ds}=51.4$ mA at $V_{gs}=2$ V. Projection on the x - y plane shows that the I_{ds} at the saturation region presents major signs of self-heating (negative slope). Projection on the x - z plane also showed the non-linear temperature regime followed by a linear temperature regime.

The R_{TH} of the fabricated devices has been calculated obtaining $R_{TH} = 34.7$ °C·W⁻¹ and 157.20 °C·W⁻¹ for SiC and sapphire respectively, both at a $\Delta T = 30$ °C. From the literature [Kuball, M. et al., 2002], for the same ΔT , the R_{TH} of reference's devices has been extracted from Fig. 3 and obtained values are ~24 °C·W⁻¹ and ~124 °C·W⁻¹ for SiC and sapphire

respectively. This shows that the measurements completed with the μ RTD are in the same order of those of the reference. However, they are not directly comparable due to differences between the devices and between the temperature measurement areas.

7.5 Conclusion

The measurement of channel temperature of GaN HEMTs using integrated μ RTDs has been demonstrated. The measured data is consistent and agrees with theory. The experimental method is simple, yet powerful to map the electro-thermal response of the devices with a single I_{ds} - V_{ds} - T_{ch} sweep. The application in fat gate devices has allowed demonstrating its convenience and has provided important electro-thermal data. The method will be applied in the near future to standard dimension HEMTs by using electro lithography technology to reduce the size of the sensor and devices.

CHAPITRE 8 CONCLUSION

Une nouvelle technique de caractérisation électrothermique des HEMTs AlGaIn/GaN par contact a été proposée. L'idée d'intégrer un microcapteur de température sur le canal des HEMTs a commencé par une évaluation du type de capteur à concevoir et à fabriquer. Le concept de μ RTD en Ti/Pt a été développé et fabriqué avec succès. Ainsi les μ RTDs ont fait preuve d'une bonne linéarité dans la gamme de valeurs de température d'environ 20 à 275 °C, mais pas nécessairement limitée à cette valeur. On a déterminé que le recuit du capteur à 450 °C est une étape essentielle pour obtenir un comportement linéaire. L'autre élément clé lié à cette nouvelle méthode correspond aux interférences entre la μ RTD et le dispositif durant leur fonctionnement. Le dépôt d'une couche de SiO₂ par PECVD de 100 nm a permis d'obtenir une bonne isolation électrique entre l'HEMT et la μ RTD. Les courants de fuite entre le capteur et le contact ohmique à 20 V se trouvent dans l'ordre de dizaines de pA. Les courants de fuite entre la grille et la μ RTD se trouvent dans les centaines de pA. Les courbes $I_{ds}-V_{ds}$ et $I_{ds}-V_{gs}$ ont démontré que la perturbation électrique de la μ RTD sur le comportement des dispositifs est négligeable. Ce résultat très favorable se base sur l'épaisseur suffisante de l'oxyde (SiO₂) et par le fait que la tension entre les bornes de la μ RTD (V_{RTD}) est relativement petit. Cette valeur de tension est dépendante de la résistance de la μ RTD et du courant I_{RTD} utilisé. La résistance est une valeur dynamique qui dépend de la température. Le courant est une valeur statique après avoir été choisi. Ainsi, la valeur de $I_{RTD}=0,3$ mA a donné des bons résultats, car en plus de permettre d'éviter des perturbations électriques du capteur sur le HEMT, elle est assez faible pour éviter l'autoéchauffement de la μ RTD. Cependant, les tests réalisés indiquent que l'on peut monter encore sur la valeur de I_{RTD} .

En ce qui concerne à la validation de mesures de température réalisées on s'est servi de la simulation thermique 3D à éléments finis. On a réalisé une modélisation d'un composant HEMT sans grille avec des dimensions réelles et avec le maximum de précision possible sur la structure épitaxiale HEMT à partir de données apportées par le fabricant. On a utilisé des conductivités thermiques dépendantes de la température et on a considéré la puissance

électrique dissipée au niveau des contacts ohmiques. On a réalisé un maillage optimisé selon les dimensions des géométries avec un balayage sur l'axe z adapté aux épaisseurs des couches. La comparaison de températures simulées et mesurées avec la μ RTD a donné une bonne correspondance à plusieurs valeurs de puissance. La simulation thermique a permis de déterminer la température maximale du dispositif et a permis de simuler la sensibilité de la méthode par rapport aux variations de dimensions et de positionnement (alignement) de la μ RTD. Dans le cas testé à forte densité de puissance d'environ $7 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-1}$, avec la température de $203,8 \text{ }^\circ\text{C}$, la variation de la mesure de température moyenne simulée a été de $+0,5 \text{ }^\circ\text{C}$ quand L_{RTD} a augmenté de $0,5 \text{ }\mu\text{m}$. Dans les mêmes conditions de puissance, la température moyenne simulée a diminué de $0,3 \text{ }^\circ\text{C}$. Ainsi, même si ces résultats sont dépendants de plusieurs autres paramètres on peut dire que la sensibilité est relativement petite. Les simulations ont permis aussi d'évaluer l'impact thermique de la μ RTD sur la valeur et la distribution de la température dans le HEMT sans grille. On a observé que dans le cas le moins favorable, au centre du canal sur l'axe x, la μ RTD provoque une déformation modérée du profil de température. Cependant, la variation de la température maximale a été seulement de $-0,3 \text{ }^\circ\text{C}$ quand la température simulée sans μ RTD est $192,1 \text{ }^\circ\text{C}$ avec $P \approx 1 \text{ W}$. Dans les mêmes conditions, sur l'axe y, on a observé que la perturbation thermique provoquée par la μ RTD est négligeable. Ce résultat est très favorable, car on obtient une faible perturbation thermique provoquée par la μ RTD dans le dispositif.

La méthode de la μ RTD a été appliquée sur HEMTs AlGaIn/GaN conçus et fabriqués au laboratoire du LNN. Ces dispositifs n'ont pas été conçus pour donner des performances au niveau de l'état de l'art, mais plutôt pour le développement de la méthode de caractérisation thermique. Donc, on a été capable de réaliser des cartographies courant-tension-température assez complètes. Les effets d'autoéchauffement et de diminution du courant de drain ont été liés aux valeurs de température obtenues. En plus, la cartographie a été réalisée sur deux structures différentes (SiC et Saphir) et a permis de comparer les températures de canal pour conditions de dissipation puissance équivalentes. Les résultats obtenus sont cohérents à ce qui a été rapporté dans la littérature. Cependant, les résultats expérimentaux ont été obtenus de façon pratique, sans avoir utilisé d'équipements sophistiqués et très dispendieux comme les systèmes Raman, infrarouges et de microscopie de force atomique avec capteur de

température. Ainsi, après avoir calibré le capteur de température, les valeurs de température sont obtenues directement avec une station sous pointes et instruments de mesure électrique standard dans un laboratoire. Cependant, il faut considérer que la méthode proposée ne donne pas directement d'information sur la distribution de la température. Mais, les données de température obtenue peuvent être utilisées en combinaison avec une simulation thermique 3D pour avoir l'information sur la distribution spatiale dans la région du canal. Cette dernière n'est nécessaire que pour certaines études. Ainsi, la méthode proposée peut être utilisée pour la modélisation de transistors (incorporation des effets thermiques), pour le contrôle du comportement thermique de HEMT (et même d'autres dispositifs) en étape de production, pour des études de fiabilité, etc. Par conséquent on considère que la méthode proposée est un très bon choix pour la caractérisation électrothermique des HEMTs dans plusieurs cas.

Le projet réalisé apporte plusieurs contributions au développement de la technologie de transistors GaN. Le fait d'avoir développé une méthode de caractérisation électrothermique pratique et accessible à tous les fabricants (compagnies et laboratoires) de transistors GaN est une contribution importante. On fait cette affirmation, car les effets thermiques provoquent des conséquences négatives sur la performance et sur la fiabilité de cette technologie. Ainsi, on a mis à la portée de tous les acteurs de la technologie HEMT GaN un nouvel outil qui les permettra de caractériser les effets thermiques et agir en conséquence pour le progrès de cette technologie. Avec la nouvelle méthode, on permettra aussi aux développeurs de modèles de composants et de circuits d'avoir une nouvelle façon de recueillir des données sur la température et de les considérer dans leurs modèles. En plus, la méthode proposée est potentiellement exportable à plusieurs autres applications en microélectronique. Par conséquent le fait d'avoir développé des procédés de fabrication et de caractérisation de μ RTDs est une contribution particulièrement utile. Une autre contribution originale est l'étude des perturbations électriques et thermiques provoquées par la μ RTD sur le dispositif. Le fait d'avoir trouvé un impact électrique si faible sur le comportement du composant a dépassé les attentes de début du projet.

Finalement le bilan du projet permet d'affirmer que les objectifs fixés au début ont été atteints et dans quelques cas dépassés. Cependant, ce parcours intéressant et accompli ouvre la porte à

nouvelles idées et défis pour se rendre encore plus loin. Il faut considérer que la méthode proposée a été appliquée et démontrée dans des dispositifs avec dimensions hors standard par rapport aux dimensions des dispositifs commerciaux et à l'état de l'art. Maintenant, on a assez de résultats pour passer de la technologie de lithographie optique à la technologie d'électrolithographie pour diminuer encore la taille des μ RTDs afin de pouvoir les intégrer dans dispositifs plus petits. L'idée est de pouvoir incorporer les μ RTDs dans dispositifs de test normalement présents dans les zones de contrôle d'étapes de technologies et de performance. Un sujet qui reste encore ouvert est la variation des caractéristiques résistance-température entre les μ RTDs fabriquées. Dans ce projet on a calibré directement chaque μ RTD utilisée afin d'avoir des résultats précis. Une amélioration intéressante serait de déterminer exactement les variables du procédé de microfabrication qui provoquent les variations entre les μ RTDs et de faire les améliorations nécessaires pour les minimiser.

LISTE DES RÉFÉRENCES

Acromag Inc. (2011). CRITERIA FOR TEMPERATURE SENSOR SELECTION OF T/C AND RTD SENSOR TYPES. n.d., Wixom, MI,

Amano, H., Kito, M., Hiramatsu, K. et Akasaki, I. (1989). p-type conduction in Mg-doped GaN treated with low-energy electron beam irradiation (LEEBI). *Japanese Journal of Applied Physics, Part 2 (Letters)*, volume 28, numéro 12, p. 2112-14.

Arenas, O., Al Alam, E., Thevenot, A., Cordier, Y., Jaouad, A., Aimez, V., Maher, H., Ares, R. et Boone, F. (2014). Integration of micro resistance thermometer detectors in AlGaIn/GaN devices. *IEEE Journal of the Electron Devices Society*, volume 2, numéro 6, p. 145-8. © 2014 IEEE. Reprinted, with permission, from Arenas, O., Al Alam, E., Thevenot, A., Cordier, Y., Jaouad, A., Aimez, V., Maher, H., Ares, R. et Boone, F., *Integration of micro resistance thermometer detectors in AlGaIn/GaN devices. IEEE Journal of the Electron Devices Society, 11/2014.*

Arenas, O., Al Alam, E., Aimez, V., Jaouad, A., Maher, H., Ares, R. et Boone, F. (2015). *Electro-Thermal Mapping of AlGaIn/GaN HEMTs Using Micro Resistance Thermometer Detectors*. *Electron Device Letters, IEEE*, Volume: 36, Issue: 2, pp. 111 – 113. © 2015 IEEE. Reprinted, with permission, from Arenas, O., Al Alam, E., Aimez, V., Jaouad, A., Maher, H., Ares, R. et Boone, F. *Electro-Thermal Mapping of AlGaIn/GaN HEMTs Using Micro Resistance Thermometer Detectors, Electron Device Letters, 02/2015.*

Aubry, R., Jacquet, J. -, Weaver, J., Durand, O., Dobson, P., Mills, G., di Forte-Poisson, M. -, Cassette, S. et Delage, S. -. (2007). SThM temperature mapping and nonlinear thermal resistance evolution with bias on AlGaIn/GaN HEMT devices. *IEEE Transactions on Electron Devices*, volume 54, numéro 3, p. 385-90.

Babic, D. I. (2014). Optimal AlGaIn/GaN HEMT Buffer Layer Thickness in the Presence of an Embedded Thermal Boundary. *IEEE Transactions on Electron Devices*, volume 61, numéro 4, p. 1047-53.

Babic, D. I. (2014). Optimal AlGaIn/GaN HEMT buffer layer thickness in the presence of an embedded thermal boundary. *IEEE Transactions on Electron Devices*, volume 61, numéro 4, p. 1047-1053.

Bell, S. (2001). *A Beginner's Guide to Uncertainty of Measurement*. National Physical Laboratory, Teddington, UK,

Benbakhti, B., Soltani, A., Kalna, K., Rousseau, M. et De Jaeger, J. -. (2009). Effects of self-heating on performance degradation in AlGaIn/GaN-based devices. *IEEE Transactions on Electron Devices*, volume 56, numéro 10, p. 2178-85.

Blackburn, D. L. (2004). Temperature measurements of semiconductor devices - A review. Dans *20th Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium - Proceedings 2004, March 9, 2004 - March 11*, volume 20. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, San Jose, CA., United states, p. 70-80.

Bouazid-Driad, S., Maher, H., Defrance, N., Hoel, V., De Jaeger, J. -, Renvoise, M. et Frijlink, P. (2013). AlGaIn/GaN HEMTs on silicon substrate with 206-GHz FMAX. *IEEE Electron Device Letters*, volume 34, numéro 1, p. 36-38.

Chow, T. P. et Tyagi, R. (1993). Wide bandgap compound semiconductors for superior high-voltage power devices. Dans *Power Semiconductor Devices and ICs, 1993. ISPSD '93., Proceedings of the 5th International Symposium on*. IEEE, p. 84-88.

Christofferson, J., Maize, K., Ezzahri, Y., Shabani, J., Wang, X. et Shakouri, A. (2007). Microscale and nanoscale thermal characterization techniques. Dans *1st International Conference on Thermal Issues in Emerging Technologies, Theory and Applications; Proceedings - ThETA1, January 3, 2007 - January 6*. Inst. of Elec. and Elec. Eng. Computer Society, Cairo, Egypt, p. 3-9.

Chung, J. W., Hoke, W. E., Chumbes, E. M. et Palacios, T. (2010). AlGaIn/GaN HEMT with 300-GHz fmax. *IEEE Electron Device Letters*, volume 31, numéro 3, p. 195-7.

Chung, J. W., Hoke, W. E., Chumbes, E. M. et Palacios, T. (2010). AlGa_N/Ga_N HEMT with 300-GHz f_{max}. *IEEE Electron Device Letters*, volume 31, numéro 3, p. 195-7.

Corruccini, R. J. (1951). Annealing of platinum for thermometry. *United States Bureau of Standards -- Journal of Research*, volume 47, numéro 2, p. 94-103.

Cree Inc. (n.d. 2014). Cree Silicon Carbide Substrates and Epitaxy MAT-CATALOG.00Q. Dans webmaster@cree.com, CREE. <http://www.cree.com/LED-Chips-and-Materials/Materials> (page consultée le 10/02 2014).

Darwish, A. M., Bayba, A. J. et Hung, H. A. (2004). Thermal resistance calculation of AlGa_N-Ga_N devices. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 52, numéro 11, p. 2611-20.

Dumka, D. C., Chou, T. M., Faili, F., Francis, D. et Ejeckam, F. (2013). AlGa_N/Ga_N HEMTs on diamond substrate with over 7W/mm output power density at 10 GHz. *Electronics Letters*, volume 49, numéro 20, p. 1298-1299.

European co-operation for Accreditation (EA) (2013). *Evaluation of the Uncertainty of Measurement in Calibration* 1-75 p.

Frank Schwierz et Juin J Liou (2003). Modern Microwave Transistors-Theory, Design and Performance. *Microwave Journal*, p. 152.

Gamarra, P., Lacam, C., Tordjman, M. et Di Forte-Poisson, M. -. (2013). Impact of the substrate and of the nucleation layer on the properties of AlGa_N/Ga_N HEMTs on SiC. *Journal of Crystal Growth*, volume 370, p. 282-287.

Gaska, R., Osinsky, A., Yang, J. W. et Shur, M. S. (1998). Self-heating in high-power AlGa_N-Ga_N HFET's. *IEEE Electron Device Letters*, volume 19, numéro 3, p. 89-91.

Gerbedoen, J. -, Soltani, A., Joblot, S., De Jaeger, J. -, Gaquiere, C., Cordier, Y. et Semond, F. (2010). AlGa_N/Ga_N HEMTs on (001) Silicon Substrate With Power Density Performance

of 2.9 W/mm at 10 GHz. *IEEE Transactions on Electron Devices*, volume 57, numéro 7, p. 1497-503.

Guangchen, Z., Shiwei, F., Jingwan, L., Yan, Z. et Chunsheng, G. (2012). Determination of Channel Temperature for AlGaN/GaN HEMTs by high Spectral Resolution Micro-Raman Spectroscopy. *Journal of Semiconductors*, volume 33, numéro 4, p. 044003 (5 pp.).

Guo, H., Tang, W., Zhou, W. et Li, C. (2012). Effect of GaN cap layer on the electrical properties of AlGaN/GaN HEMT. *Applied Mechanics and Materials*, volume 217-219, numéro 3, p. 2393-6.

Hoshi, S., Itoh, M., Marui, T., Okita, H., Morino, Y., Tamai, I., Toda, F., Seki, S. et Egawa, T. (2009). 12.88 W/mm GaN high electron mobility transistor on silicon substrate for high voltage operation. *Applied Physics Express*, volume 2, numéro 6, p. 061001 (3 pp.).

Joh, J., Chowdhury, U., Chou, T., Tserng, H. et Jimenez, J. L. (2007). Method for estimation of the channel temperature of GaN high electron mobility transistors. Dans *2007 ROCS Workshop (formerly the GaAs REL Workshop)- Reliability of Compound Semiconductors, October 14, 2007 - October 14*. Inst. of Elec. and Elec. Eng. Computer Society, Portland, OR, United States, p. 87-101.

Johnson, W., Piner, E. (2012). GaN HEMT Technology. Dans Pearson, S., *GaN and ZnO-based Materials and Devices*, 1st édition. Springer, Heidelberg, p. 209.

Kawanago, T., Kakushima, K., Kataoka, Y., Nishiyama, A., Sugii, N., Wakabayashi, H., Tsutsui, K., Natori, K. et Iwai, H. (2014). Gate technology contributions to collapse of drain current in AlGaN/GaN Schottky HEMT. *IEEE Transactions on Electron Devices*, volume 61, numéro 3, p. 785-92.

Khan, M. A., Bhattarai, A., Kuznia, J. N. et Olson, D. T. (1993). High electron mobility transistor based on a GaN-Al_xGa_{1-x}N heterojunction. *Applied Physics Letters*, volume 63, numéro 9, p. 1214-15.

Killat, N., Kuball, M., Chou, T., Chowdhury, U. et Jimenez, J. (2010). Temperature assessment of AlGaIn/GaN HEMTs: A comparative study by Raman, electrical and IR thermography. Dans *2010 IEEE International Reliability Physics Symposium (IRPS 2010)*. IEEE, Piscataway, NJ, USA, p. 528-31.

King, J. B. et Brazil, T. J. (2013). Nonlinear electrothermal GaN HEMT model applied to high-efficiency power amplifier design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 61, numéro 1, p. 444-54.

Koehler, A. D., Nepal, N., Anderson, T. J., Tadjer, M. J., Hobart, K. D., Eddy, C. R., J. et Kub, F. J. (2013). Atomic Layer Epitaxy AlN for Enhanced AlGaIn/GaN HEMT Passivation. *IEEE Electron Device Letters*, volume 34, numéro 9, p. 1115-17.

Kruszewski, P., Prystawko, P., Kasalynas, I., Nowakowska-Siwinska, A., Krysko, M., Plesiewicz, J., Smalc-Koziorowska, J., Dwilinski, R., Zajac, M., Kucharski, R. et Leszczynski, M. (2014). AlGaIn/GaN HEMT structures on ammono bulk GaN substrate. *Semiconductor Science and Technology*, volume 29, numéro 7, p. 075004 (7 pp.).

Kuball, M., Hayes, J. M., Uren, M. J., Martin, I., Birbeck, J. C. H., Balmer, R. S. et Hughes, B. T. (2002). Measurement of temperature in active high-power AlGaIn/GaN HFETs using Raman spectroscopy. *IEEE Electron Device Letters*, volume 23, numéro 1, p. 7-9.

Kuball, M., Pomeroy, J. W., Simms, R., Riedel, G. J., Ji, H., Sarua, A., Uren, M. J. et Martin, T. (2007). Thermal properties and reliability of GaN microelectronics: sub-micron spatial and nanosecond time resolution thermography. Dans *2007 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*. IEEE, Piscataway, NJ, USA, p. 1-4.

Kuball, M., Rajasingam, S., Sarua, A., Uren, M. J., Martin, T., Hughes, B. T., Hilton, K. P. et Balmer, R. S. (2003). Measurement of temperature distribution in multifinger AlGaIn/GaN heterostructure field-effect transistors using micro-Raman spectroscopy. *Applied Physics Letters*, volume 82, numéro 1, p. 124-6.

Kyocera (n.d. 2014). Single Crystal Sapphire. Dans *Kyocera Industrial Ceramics Corporation*. <http://americas.kyocera.com/kicc/pdf/Kyocera%20Sapphire.pdf> (page consultée le 10/02 2014).

Lecourt, F., Ketteniss, N., Behmenburg, H., Defrance, N., Hoel, V., Eickelkamp, M., Vescan, A., Giesen, C., Heuken, M. et De Jaeger, J. -. (2011). InAlN/GaN HEMTs on Sapphire Substrate With 2.9-W/mm Output Power Density at 18 GHz. *IEEE Electron Device Letters*, volume 32, numéro 11, p. 1537-9.

Lecourt, F., Agboton, A., Ketteniss, N., Behmenburg, H., Defrance, N., Hoel, V., Kalisch, H., Vescan, A., Heuken, M. et De Jaeger, J. (2013). Power performance at 40 GHz on quaternary barrier InAlGaN/GaN HEMT. *IEEE Electron Device Letters*, volume 34, numéro 8, p. 978-980.

Lee, J. et Webb, K. J. (2004). A temperature-dependent nonlinear analytic model for AlGaIn-GaN HEMTs on SiC. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 52, numéro 1, p. 2-9.

MarketsandMarkets (n.d. 2014). **Global Gallium Nitride (GaN) Power Semiconductors Market worth \$1.75 Billion by 2022**. Dans MarketsandMarkets, <http://www.marketsandmarkets.com/>. <http://www.marketsandmarkets.com/PressReleases/gallium-nitride-semiconductor.asp> (page consultée le 09/22 2014).

Marti, D., Tirelli, S., Alt, A. R., Roberts, J. et Bolognesi, C. R. (2012). 150-GHz cutoff frequencies and 2-W/mm output power at 40 GHz in a millimeter-wave AlGaIn/GaN HEMT technology on silicon. *IEEE Electron Device Letters*, volume 33, numéro 10, p. 1372-1374.

McAlister, S. P., Bardwell, J. A., Haffouz, S. et Tang, H. (2006). Self-heating and the temperature dependence of the dc characteristics of GaN heterostructure field effect

transistors. Dans *12th Canadian Semiconductor Technology Conference*, volume 24. American Vacuum Soc, USA, p. 624-8.

Michalski, L. et Michalski, L. (2001). *Temperature measurement*. John Wiley & Sons, Ltd, Chichester.

Minj, A., Cavalcoli, D. et Cavallini, A. (2012). Thermionic Emission from the 2deg Assisted by Image-charge-induced Barrier Lowering in AlInn/Aln/Gan Heterostructuresbarrier. *Nanotechnology*, volume 23, numéro 11, p. 115701 (6 pp.).

Mitani, E., Aojima, M., Maekawa, A. et Sano, S. (2007). An 800-W AlGaN/GaN HEMT for S-band high-power application. Dans *22nd International Conference on Compound Semiconductor Manufacturing Technology, CS MANTECH 2007, May 14, 2007 - May 17*. GaAs Mantech, Incorporated, Austin, TX, United states, p. 213-216.

Morkoç, H. (2008). *Handbook of Nitride Semiconductors and Devices. Vol. 1.*, 1 édition. Wiley-VCH, VWeinheim, 1257 p.

Murase, Y., Asano, K., Takenaka, I., Ando, Y., Takahashi, H. et Sasaoka, C. (2014). T-shaped gate GaN HFETs on Si with improved breakdown voltage and fMAX. *IEEE Electron Device Letters*, volume 35, numéro 5, p. 524-6.

National Instruments (1996). Measuring Temperature with RTDs – A Tutorial Application Note 046. n.a, 1 p.

Nochetto, H. C., Jankowski, N. R. et Bar-Cohen, A. (2012). GaN HEMT junction temperature dependence on diamond substrate anisotropy and thermal boundary resistance. Dans *2012 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, CSICS 2012, October 14, 2012 - October 17*. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, La Jolla, CA, United states,

Nuttinck, S., Banerjee, B., Venkataraman, S., Laskar, J. et Harris, M. (2003). High temperature performances of AlGaN/GaN power HFETs. Dans *2003 IEEE MTT-S*

International Microwave Symposium Digest, June 8, 2003 - June 13, volume 1. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, Philadelphia, PA, United states, p. 221-224.

Nuttinck, S., Wagner, B. K., Banerjee, B., Venkataraman, S., Gebara, E., Laskar, J. et Harris, H. M. (2003). Thermal analysis of AlGa_N-Ga_N power HFETs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 51, numéro 12, p. 2445-52.

Omega Inc (2014 n.d). What are RTD Sensors? Why Use Them? How Do They Work? Dans *Omega*. http://www.omega.com/Temperature/pdf/RTD_GEN_SPECS_REF.pdf (page consultée le 11/27 2014).

Ostling, M., Koo, S. -, Lee, S. -, Danielsson, E., Domeij, M. et Zetterling, C. -. (2002). SiC device technology for high voltage and RF power applications. Dans *Microelectronics, 2002. MIEL 2002. 23rd International Conference on*, volume 1. IEEE, p. 31-39 vol.1.

Park, H., Pak, J. J., Sang, Y. S., Lim, G. et Song, I. (2003). Fabrication of a microchannel integrated with inner sensors and the analysis of its laminar flow characteristics. *Sensors and Actuators A (Physical)*, volume A103, numéro 3, p. 317-29.

Pengelly, R. S., Wood, S. M., Milligan, J. W., Sheppard, S. T. et Pribble, W. L. (2012). A Review of GaN on SiC High Electron-Mobility Power Transistors and MMICs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 60, numéro 6, p. 1764-83.

Pomeroy, J., Rorsman, N., Jr-Tai Chen, Forsberg, U., Janzen, E. et Kuball, M. (2013). Improved GaN-on-SiC Transistor Thermal Resistance by Systematic Nucleation Layer Growth Optimization. Dans *Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), 2013 IEEE* p. 1-4.

Prejs, A., Wood, S., Pengelly, R. et Pribble, W. (2009). Thermal analysis and its application to high power GaN HEMT amplifiers. Dans *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International* p. 917-920.

Quay, R. (2008). *Gallium Nitride Electronics*. Springer, Leipzig, Germany, 469 p.

- Rojas, J. P., Torres Sevilla, G. A., Ghoneim, M. T., Inayat, S. B., Ahmed, S. M., Hussain, A. M. et Hussain, M. M. (2014). Transformational silicon electronics. *ACS Nano*, volume 8, numéro 2, p. 1468-1474.
- Rossetto, I., Meneghini, M., Tomasi, T., Yufeng, D., Meneghesso, G. et Zanoni, E. (2012). Indirect techniques for channel temperature estimation of HEMT microwave transistors: Comparison and limits. *Microelectronics Reliability*, volume 52, numéro 9-10, p. 2093-7.
- Sarua, A., Ji, H., Kuball, M., Uren, M. J., Martin, T., Hilton, K. P. et Balmer, R. S. (2006). Integrated micro-Raman/infrared thermography probe for monitoring of self-heating in AlGaIn/GaN transistor structures. *IEEE Transactions on Electron Devices*, volume 53, numéro 10, p. 2438-47.
- Scavennec, A., Maher, H. et Decobert, J. (2011). Influence of self-heating on the impact-ionization gate leakage in AlInAs/InGaAs/InP HEMTs. Dans *2011 Compound Semiconductor Week (CSW) & 23rd International Conference on Indium Phosphide and Related Materials (IPRM)*. IEEE, Piscataway, NJ, USA, p. 4 pp.
- Schuetz, M. L., Ketterson, A., Song, B., Beam, E., Tso-Min Chou, Pilla, M., Hua-Quen Tserng, Gao, X., Guo, S., Fay, P. J., Xing, H. G. et Saunier, P. (2013). Gate-recessed integrated E/D GaN HEMT technology with $f_T/f_{max} > 300$ GHz. *IEEE Electron Device Letters*, volume 34, numéro 6, p. 741-3.
- Schwierz, F. et Liou, J. (2003). *Modern Microwave Transistors-Theory, Design and Performance*. Horizon House Publications, Inc., Dedham, United States, Dedham, 152 p.
- Schwitzer, B. K., Parker, A. E., Fattorini, A. P., Mahon, S. J. et Heimlich, M. C. (2013). Study of Gate Junction Temperature in GaAs pHEMTs Using Gate Metal Resistance Thermometry. *IEEE Transactions on Electron Devices*, volume 60, numéro 10, p. 3358-64.
- Schwitzer, B. K., Parker, A. E., Mahon, S. J., Fattorini, A. P. et Heimlich, M. C. (2014). Impact of Bias and Device Structure on Gate Junction Temperature in AlGaIn/GaN-on-Si HEMTs. *IEEE Transactions on Electron Devices*, volume 61, numéro 5, p. 1327-34.

Shen, L., Heikman, S., Moran, B., Coffie, R., Zhang, N. -, Buttari, D., Smorchkova, I. P., Keller, S., DenBaars, S. P. et Mishra, U. K. (2001). AlGaN/AlN/GaN high-power microwave HEMT. *IEEE Electron Device Letters*, volume 22, numéro 10, p. 457-9.

Simms, R. J. T., Pomeroy, J. W., Uren, M. J., Martin, T. et Kuball, M. (2008). Channel temperature determination in high-power AlGaN/GaN HFETs using electrical methods and Raman spectroscopy. *IEEE Transactions on Electron Devices*, volume 55, numéro 2, p. 478-82.

Soltani, A., Gerbedoen, J. -, Cordier, Y., Ducatteau, D., Rousseau, M., Chmielowska, M., Ramdani, M. et De Jaeger, J. -. (2013). Power Performance of AlGaN/GaN High-Electron-Mobility Transistors on (110) Silicon Substrate at 40 GHz. *IEEE Electron Device Letters*, volume 34, numéro 4, p. 490-2.

Sommet, R., Mouginot, G., Quere, R., Ouarch, Z. et Camiade, M. (2012). Thermal modeling and measurements of AlGaN/GaN HEMTs including thermal boundary resistance. *Microelectronics Journal*, volume 43, numéro 9, p. 611-17.

Streetman, B. et Banerjee, S. (2006). *Solid State Electronic Devices*, 6 édition. Prentice Hall, New Jersey, 581 p.

Sun, H., Alt, A. R., Tirelli, S., Marti, D., Benedickter, H., Piner, E. et Bolognesi, C. R. (2011). Nanometric AlGaN/GaN HEMT performance with implant or mesa isolation. *IEEE Electron Device Letters*, volume 32, numéro 8, p. 1056-1058.

Tang, Z., Huang, S., Jiang, Q., Liu, S., Liu, C. et Chen, K. J. (2013). High-Voltage (600-V) Low-Leakage Low-Current-Collapse AlGaN/GaN HEMTs with AlN/SiNx Passivation. *IEEE Electron Device Letters*, volume 34, numéro 3, p. 366-8.

Wu, Y. -, Moore, M., Saxler, A., Wisleder, T. et Parikh, P. (2006). 40-W/mm Double Field-plated GaN HEMTs. Dans *Device Research Conference, 2006 64thp.* 151-152.

Wu, Y. -, Saxler, A., Moore, M., Smith, R. P., Sheppard, S., Chavarkar, P. M., Wisleder, T., Mishra, U. K. et Parikh, P. (2004). 30-W/mm GaN HEMTs by field plate optimization. *IEEE Electron Device Letters*, volume 25, numéro 3, p. 117-19.

Yamaguchi, T., Ohkubo, M., Ikeda, N. et Nomura, T. (1999). Measurement of semiconductor surface temperature using Raman spectroscopy. *Furukawa Review*, numéro 18, p. 73-77.

Yamane, T., Nagai, N., Katayama, S. - et Todoki, M. (2002). Measurement of thermal conductivity of silicon dioxide thin films using a 3 method. *Journal of Applied Physics*, volume 91, numéro 12, p. 9772-6.

Yan, Z., Liu, G., Khan, J. M. et Balandin, A. A. (2012). Graphene quilts for thermal management of high-power GaN transistors. *Nature Communications*, volume 3, numéro 5, p. 827 (8 pp.).

Yong, W., NaiSen, Y., DongMei, D., Ming, L., Fei, S. et KeiMay, L. (2010). Improved breakdown voltage of AlGaIn/GaN HEMTs grown on Si substrates using partially Mg-doped GaN buffer layer by MOCVD. *Science in China Series G (Physics, Mechanics and Astronomy)*, volume 53, numéro 9, p. 1578-81.

Yong, W., NaiSen, Y., DongMei, D., Ming, L., Fei, S. et KeiMay, L. (2010). Improved breakdown voltage of AlGaIn/GaN HEMTs grown on Si substrates using partially Mg-doped GaN buffer layer by MOCVD. *Science in China Series G (Physics, Mechanics and Astronomy)*, volume 53, numéro 9, p. 1578-81.

Zhao, M., Saripalli, Y., Kandaswamy, P. K., Liang, H., Firrincieli, A., Decoutere, S. et Vancoille, E. (2014). Growth and characterization of DH-HEMT structures with various AlGaIn barriers and AlN interlayers on 200 mm Si(111) substrates. *Physica Status Solidi (C) Current Topics in Solid State Physics*, volume 11, numéro 3-4, p. 446-449