

UNIVERSITÉ DE LILLE
ÉCOLE DOCTORALE Sciences Pour l'Ingénieur

Année : 2015

Thèse N° 2012/1022

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LILLE

Discipline : Micro et Nanotechnologies, Acoustique et Télécommunication

présentée et soutenue par

Lény BACZKOWSKI

le 3 décembre 2015

**Modélisation et Caractérisation Thermique de
Transistors de Puissance Hyperfréquence GaN
et Conséquences sur la Fiabilité de Modules
Radars d'Émission/Réception en Bande X**

Thèse dirigée par Christophe GAQUIÈRE

JURY :

Sylvain BOLLAERT	Professeur, Université de Lille I	Président
Nathalie LABAT	Professeur, Université de Bordeaux I	Rapporteur
Jean-Louis CAZAUX	Ingénieur HDR, Thales Alenia Space	Rapporteur
Jean-Claude JACQUET	Ingénieur, III-V Lab	Examineur
Franck VOUZELAUD	Ingénieur, Thales Systèmes Aéroportés	Examineur
Dominique CARISSETTI	Ingénieur, Thales Research & Technology	Examineur
Sylvain JOUANOLLE	Ingénieur, DGA	Invité
Laurent BRUNEL	Ingénieur, United Monolithic Semiconductors	Invité

“Positive thinking can be contagious. Being surrounded by winners helps you to develop into a winner.”

A. Schwarzenegger

Remerciements

Ces travaux de doctorat se sont déroulés au sein de Thales Systèmes Aéroportés à Élancourt, du III-V Lab à Marcoussis et de Thales Research & Technology à Palaiseau, en collaboration avec l'IEMN à Villeneuve d'Ascq.

Je tiens à remercier Monsieur Dominique Maurel, Directeur du Département Radar et Espace de Thales Systèmes Aéroportés, Monsieur Sylvain Delage, Responsable du Laboratoire Microélectronique du III-V Lab et Monsieur Jean-Claude Clément, Responsable du Laboratoire d'Analyse des Technologies et des Procédés Industriels de Thales Research & Technology, de m'avoir accueilli au sein de leur équipe respective pendant ces trois années de thèse.

Je remercie Monsieur le Professeur Christophe Gaquière d'avoir supervisé ces travaux en tant que directeur de thèse. Je lui témoigne toute ma reconnaissance pour ses qualités humaines, techniques et pour l'aide et le soutien qu'il a pu m'apporter durant ces trois années.

Je tiens à remercier Monsieur Yves Mancuso, Expert Technique au sein de Thales Systèmes Aéroportés, d'avoir initié ces travaux.

Ma reconnaissance va évidemment à Messieurs Jean-Claude Jacquet, Franck Vouzelaud et Dominique Carisetti pour avoir encadré ces travaux. Merci pour votre aide et vos conseils qui m'ont permis d'avancer et de progresser, tant au niveau professionnel que personnel.

Que Madame Nathalie Labat, Professeur de l'Université de Bordeaux, ainsi que Monsieur Jean-Louis Cazaux, Ingénieur HDR au sein de Thales Alenia Space, trouvent ici l'expression de ma considération, ainsi que mes remerciements sincères pour avoir accepté de rapporter sur ce travail.

Je désire exprimer ma gratitude à Monsieur Sylvain Bollaert, Professeur de l'Université de Lille, Monsieur Sylvain Jouanolle, Ingénieur DGA et Monsieur Laurent Brunel, Ingénieur à UMS, d'avoir pris part au jury de cette thèse.

Merci à Olivier Jardel de m'avoir apporté une aide précieuse. Je lui souhaite plein succès dans cette nouvelle aventure.

Je tiens également à saluer tous mes amis et collègues de Marcoussis, de Palaiseau, d'Élancourt, de Villebon et d'ailleurs. Qu'ils sachent qu'ils ont tous contribué d'une manière ou d'une autre au bon déroulement de cette thèse.

Enfin, merci à Fanny de continuer de me soutenir et de me supporter après toutes ces années.

Table des matières

Remerciements	7
Table des matières	9
Introduction générale	15
Chapitre 1 : Généralités sur les transistors de puissance hyperfréquence AlGaIn/GaN	21
Introduction.....	23
1.1 Propriétés physiques des matériaux utilisés dans la croissance de composants GaN	24
1.1.1 Largeur de bande interdite	25
1.1.2 Mobilité électronique des porteurs	26
1.1.3 Conductivité thermique.....	28
1.1.4 Facteur de mérite.....	29
1.2 Création du gaz bidimensionnel d'électrons à l'hétérojonction AlGaIn/GaN	30
1.2.1 Phases cristallines du nitrure de gallium	30
1.2.2 Polarisation spontanée.....	31
1.2.3 Polarisation piezoélectrique	31
1.2.4 Polarisation totale.....	32
1.2.5 Densité de porteurs dans le gaz 2-DEG	32
1.3 Fonctionnement d'un transistor HEMT	34
1.3.1 Topologie d'un transistor HEMT	34
1.3.2 Paramètres caractéristiques des HEMT GaN et zone de puissance dissipée	35
1.3.3 Influence des paramètres électriques sur la zone de puissance dissipée	36
1.3.3.1 Action des tensions de grille et de drain sur l'extension de la zone dissipative	36
1.3.3.2 Influence de la plaque de champ sur la zone de puissance dissipée	36
1.4 Les effets thermiques dans les HEMT AlGaIn/GaN	38
1.4.1 Propriétés physiques	38
1.4.1.1 Bande interdite	38
1.4.1.2 Mobilité électronique	38
1.4.1.3 Conductivité thermique.....	39
1.4.2 Performances électriques	40
1.4.3 Fiabilité	40
Conclusion	41
Bibliographie du chapitre 1	42
Chapitre 2 : Modélisation des transferts thermiques dans les HEMTs AlGaIn/GaN	45
Introduction.....	47
2.1 Généralités sur les transferts thermiques.....	48
2.1.1 Définitions	48
2.1.1.1 La chaleur.....	48
2.1.1.2 Le champ de température	48
2.1.1.3 Le gradient de température.....	49
2.1.1.4 Flux de chaleur et densité de flux.....	49
2.1.1.5 Puissance dissipée	50
2.1.1.6 Résistance thermique	51
2.1.1.7 Impédance thermique et capacité thermique	52
2.1.2 Les transferts thermiques	52
2.1.2.1 Flux de chaleur transféré par conduction	53
2.1.2.2 Flux de chaleur transféré par convection	53
2.1.2.3 Flux de chaleur transféré par rayonnement	54

2.2	Construction d'un modèle thermique du transistor GaN GH25 d'UMS	54
2.2.1	Contraintes et objectifs.....	54
2.2.2	Modélisation thermique du transistor GH25	55
2.2.2.1	Conception assistée par ordinateur.....	55
2.2.2.2	Choix des dimensions latérales	56
2.2.2.3	Définition du maillage	57
2.2.2.4	Propriétés thermiques des matériaux.....	58
2.2.2.5	Conditions aux limites	59
2.2.3	Développement d'un logiciel thermique paramétrable : PATHERM (PARAMeterized THERmal Model)	60
2.2.3.1	Intérêt de la modélisation paramétrable	60
2.2.3.2	Ecriture du code source ANSYS.....	61
2.2.3.3	Définition de l'interface graphique Excel en VBA	62
2.2.3.4	Utilisation du logiciel PATHERM.....	62
2.2.4	Module électro-thermique E-Th d'ADS	66
2.3	Simulation des échanges thermiques au niveau du composant	69
2.3.1	Simulations en régime stationnaire	70
2.3.1.1	Résistance thermique de la puce GH25.....	71
2.3.1.2	Influence de la température de fond de puce.....	74
2.3.1.3	Impact de la résistance thermique d'interface	76
2.3.1.4	Influence du substrat	78
2.3.1.5	Influence de la passivation	80
2.3.1.6	Influence de la topologie du transistor	82
2.3.1.6.1	Influence du nombre de grille.....	83
2.3.1.6.2	Influence de la largeur de grille	86
2.3.1.7	Influence du pitch de grille	89
2.3.1.8	Influence de l'extension de la zone où la puissance est dissipée.....	91
2.3.1.9	Synthèse	93
2.3.2	Simulations en régime transitoire.....	96
2.3.2.1	Impédance thermique de la puce GH25	96
2.3.2.2	Influence du substrat	99
2.3.2.3	Influence du facteur de forme	100
	Conclusion	104
	Bibliographie du chapitre 2.....	105
Chapitre 3 : Mesure de température sur DEC GH25 en bande X en condition d'utilisation de type radar et guerre électronique		109
	Introduction.....	111
3.1	Les outils de caractérisation en température	112
3.1.1	Les méthodes optiques	112
3.1.1.1	Mesure du flux de photons.....	112
3.1.1.2	Exemples de méthodes optiques de mesure de température	113
3.1.2	Les méthodes électriques	115
3.1.2.1	Mesure du courant électrique	115
3.1.2.2	Exemple de méthodes électriques de mesure de la température	115
3.1.3	Les méthodes de contact	116
3.1.3.1	Mesure de la température des sondes en contact.....	116
3.1.3.2	Exemples de méthodes de mesure de la température par contact.....	116
3.1.4	Avantages et inconvénients des méthodes	117
3.2	Mesure de la température par les méthodes optiques utilisées	118
3.2.1	Grandeurs énergétiques du rayonnement électromagnétique	119
3.2.2	La thermographie infrarouge	120
3.2.2.1	Loi d'émission du corps noir.....	121
3.2.2.2	Relation émittance énergétique du corps noir et température	122

3.2.2.3	Cas des corps réels	123
3.2.2.4	Présentation du banc de mesure de thermographie IR	124
3.2.2.5	Mode direct et mode avec étalonnage	126
3.2.2.6	L'étalonnage en émissivité.....	127
3.2.3	La thermoréfectance.....	128
3.2.3.1	Variation des propriétés optiques des matériaux en fonction de la température	129
3.2.3.2	Présentation du banc de mesure de thermoréfectance	129
3.2.3.3	Principe de la mesure transitoire par thermoréfectance	131
3.2.3.4	Choix de la longueur d'onde du rayonnement incident.....	131
3.2.3.5	Extraction du coefficient d'étalonnage C_{Th}	133
3.2.4	La spectrométrie Raman	135
3.2.4.1	Origine de la diffusion Raman	136
3.2.4.2	Mesure de la température par spectroscopie de diffusion	138
3.2.4.3	Présentation du banc de mesure de spectrométrie Raman.....	138
3.2.4.4	Variation de la position des raies avec la température	141
3.2.5	Localisation de la zone de mesure	143
3.2.5.1	Résolution spatiale	144
3.2.5.2	Représentation de la zone mesurée	144
3.3	Présentation du montage de test et de ses performances électriques.....	146
3.3.1	Topologie des composants caractérisés.....	146
3.3.2	Pré-étude RF	149
3.3.2.1	Objectifs.....	149
3.3.2.2	Présentation du banc de mesure de puissance	150
3.3.2.3	Résultats.....	150
3.4	Résultats des mesures de température par méthodes optiques	152
3.4.1	Mesures en mode de fonctionnement DC	153
3.4.1.1	Thermographie IR	153
3.4.1.2	Thermoréfectance	160
3.4.1.3	Spectrométrie Raman	161
3.4.2	Mesures en mode de fonctionnement pulsé	163
3.4.2.1	Mesures par thermoréfectance en mode pulsé.	163
3.4.2.2	Mesures par thermoréfectance pour des pulses courts	165
3.4.3	Mesures en mode de fonctionnement CW	168
3.4.3.1	Thermographie IR	169
3.4.3.2	Par spectrométrie Raman	170
3.5	Comparaisons mesures et simulations	172
3.5.1	Mesures en régime stationnaire.....	173
3.5.2	En régime transitoire.....	175
3.5.3	Comparaison avec les valeurs publiées.....	178
	Conclusion	179
	Bibliographie du chapitre 3.....	181
Chapitre 4 : Influence de la température des amplificateurs de puissance RF sur la durée de vie des systèmes aéroportés		185
	Introduction.....	187
4.1	Introduction à la fiabilité au niveau du composant	188
4.1.1	Rappels.....	188
4.1.2	Effets parasites et mécanismes de dégradation de la filière AlGaIn/GaN	189
4.1.2.1	Mécanismes de dégradation activés thermiquement	190
4.1.2.2	Effets de pièges	190
4.1.2.3	Effet piézo-électrique inverse	191
4.1.3	Température à considérer dans les calculs de fiabilité du composant	191

4.1.4	Evolution du taux de défaillance en fonction du temps	192
4.1.4.1	Taux de défaillance	192
4.1.4.2	Evolution du taux de défaillance : « courbe en baignoire »	192
4.1.4.3	MTTF, MTBF et t_{50}	194
4.1.5	Analyse des défaillances des composants électroniques GH25	194
4.1.5.1	Méthodologie et tests de vieillissement	194
4.1.5.1.1	Identification des mécanismes de fin de vie (t_{50})	195
4.1.5.1.2	Estimation du MTTF	195
4.1.5.2	Lois de distribution	196
4.1.5.3	Lois d'Arrhenius et facteur d'accélération	196
4.1.5.4	Energie d'activation et taux de défaillance aléatoire déduit pour la filière GH25	197
4.1.6	Taux de défaillance des puces GaN et GaAs fonctionnant en bande X.	198
4.2	Fiabilité au niveau du système	199
4.2.1	Le guide FIDES	199
4.2.2	Facteur d'accélération thermique du taux de défaillance en mode DC	200
4.2.3	Facteur d'accélération thermique du taux de défaillance en mode pulsé	201
4.3	Amélioration de la formule de calcul de la durée de vie en mode radar	201
4.3.1	Nouvelle formule de calcul du taux de défaillance des transistors GaN en mode pulsé	201
4.3.2	Discussion	207
	Conclusion	208
	Bibliographie du chapitre 4	210
	Conclusion générale	213
	Publications et communications relatives à ce travail	217

Introduction générale

Depuis plus d'une vingtaine d'années, les recherches menées sur le nitrure de gallium (GaN) ont permis d'identifier les potentialités de ce matériau pour le développement de transistors et d'amplificateurs de puissance hyperfréquence. Dès 2005, le premier transistor à haute mobilité d'électrons (HEMT) à base de GaN a été commercialisé. Aujourd'hui, des circuits de type MMIC GaN peuvent être utilisés pour diverses applications, aussi bien civiles que militaires, car ils sont capables de couvrir plusieurs gammes de fréquences, en particulier les bandes L, S, C, et X.

Les applications radar aéroportés, fonctionnant en bande X, sont l'une des applications clairement identifiées pour la technologie GaN. Remplacer les technologies actuelles des amplificateurs de puissance des modules d'émission/réception, à base de GaAs, par des technologies GaN, permettrait d'augmenter significativement la puissance disponible pour l'émission, compte tenu de ses densités de puissance 2 à 3 fois plus élevées.

Une partie de cette puissance utile est dissipée et génère un auto-échauffement dans le transistor qui conduit à une diminution des performances électriques des composants. Ces densités de puissance dissipée sont telles que la température des composants en fonctionnement peut rapidement atteindre une valeur critique pour la fiabilité de ces derniers. La connaissance juste et précise du comportement thermique des HEMTs GaN est un enjeu clé.

Pour cela, des modèles thermiques sont développés et les valeurs de températures maximales des transistors sont extraites par simulation. Pour valider la précision des modèles, il faut être capable de mesurer la température au plus près du point chaud de ces composants, en mode de fonctionnement réel (CW, RF pulsé) aux tensions nominales d'utilisation.

Dans ce contexte, les travaux présentés ont été axés autour des composants HEMTs GaN issus la filière GaN GH25 d'UMS, pour une application aéroportée en bande X, en mode de fonctionnement de type radar. Ce manuscrit va s'intéresser à la thermique de ces composants et son impact sur la fiabilité du système.

Il sera divisé en 4 chapitres :

Chapitre 1 - Généralités sur les transistors de puissance hyperfréquence AlGaIn/GaN. Dans ce chapitre, nous expliquerons pourquoi le GaN est un matériau semi-conducteur remarquable, comment fonctionne un HEMT AlGaIn/GaN et quelles sont les conséquences de l'auto-échauffement sur les performances et la fiabilité des composants.

Chapitre 2 - Modélisation des transferts thermiques dans les HEMTs AlGaIn/GaN. Dans ce chapitre nous présenterons l'outil de modélisation thermique que nous avons développé spécifiquement pour la filière GH25 d'UMS et nous étudierons, à l'aide de cet outil, différentes topologies de transistor pour quantifier leur impact sur la thermique du composant, en régime stationnaire et transitoire.

Chapitre 3 - Mesure de température sur DEC GH25 en bande X en condition d'utilisation de type radar et guerre électronique. Dans ce chapitre nous exposerons les différentes méthodes de mesure optique que nous avons utilisées pour extraire la température des HEMTs GH25 en mode DC, pulsé et pour la première fois en mode CW. Les objectifs de ces mesures de température sont d'une part de valider notre modèle thermique, dans différents modes de fonctionnement, en conditions réelles d'utilisation et d'autre part, de quantifier l'impact du signal RF sur la résistance thermique des composants.

Chapitre 4 - Influence de la température des amplificateurs de puissance RF sur la durée de vie des systèmes aéroportés. Dans ce chapitre nous définirons ce qu'est la fiabilité au niveau du composant et du système et quel est le lien entre la température du composant et la durée de vie du système. Nous justifierons le choix de considérer la température maximale de canal dans les calculs de fiabilité au niveau du système par la méthode FIDES. Nous reviendrons sur les différentes formules utilisées dans ce calcul de fiabilité, pour des applications de type guerre électronique et radar. Nous présenterons une formule de calcul de la durée de vie d'un système radar, plus représentative du comportement thermique réel des transistors constituant ce système et nous quantifierons le gain que cela apporte sur l'estimation de la durée de vie des systèmes.

Chapitre 1 : Généralités sur les transistors de puissance hyperfréquence AlGaN/GaN

Introduction

L'avènement des composés III-N (InN, GaN, AlN, BN) a permis de repousser les limites et d'améliorer les performances des composants utilisés pour les applications allant de l'optoélectronique à l'électronique de puissance, en passant par l'électronique des micro-ondes. Pour ce qui est du domaine de l'électronique de puissance, les progrès réalisés dans le développement de filières à base de GaN et de ses alliages associés (InAlN, InGaIn, AlGaIn) ont permis de concurrencer d'autres filières de matériaux semi-conducteurs possédant une forte maturité technologique tels que le silicium (Si) ou l'arséniure de gallium (GaAs).

En effet, les propriétés physiques intéressantes de ce matériau leur permettent d'atteindre un champ de claquage autour de 3 MV/cm, de disposer d'une vitesse de saturation de $2,5 \times 10^7$ cm/s, de bénéficier d'une conductivité thermique de l'ordre de 150 W/m/K. Ces caractéristiques justifient le choix du GaN pour la réalisation d'amplificateurs de fortes puissances à hautes fréquences [1].

Outres ces propriétés physiques remarquables, les III-N sont fortement piézoélectriques. La piézoélectricité du matériau dépend de sa composition et permet notamment la réalisation de transistors HEMT, sans qu'il soit nécessaire de doper la structure. Ainsi, il apparait à l'hétérojonction entre le GaN et ses alliages (AlGaIn par exemple) un plan de charges fixes qui induit la formation d'un gaz de porteurs libres (électrons ou trous selon le signe de la charge fixe) de densité très élevée, pouvant atteindre des valeurs de l'ordre de quelques 10^{13} cm⁻². En raison de leur confinement, ces porteurs ont une mobilité de l'ordre 1000 à 2000 cm²/V/s, bien supérieure à la mobilité intrinsèque du matériau (de l'ordre de 300 cm²/V/s à température ambiante pour le GaN non dopé) [2].

Les rendements actuels des transistors à effet de champ issus de la filière GaN utilisés en bande X (8-12 GHz), varient entre 40 et 50 %. Dans cette fenêtre de fréquence, les puissances émises et dissipées sont donc du même ordre de grandeur. Pour les applications radar, les densités de puissance dissipées au sein de la structure peuvent alors atteindre plusieurs watts par millimètres et générer un auto-échauffement important du transistor. Cet échauffement peut être excessif et impacter fortement les performances et la fiabilité des composants si le management thermique n'a pas été pris en compte en amont, lors de la conception des amplificateurs haute puissance (HPA).

Pour étudier les échanges thermiques des filières GaN, il est nécessaire de comprendre les phénomènes physiques à l'origine de l'auto-échauffement des composants et également, de localiser la zone où la puissance est dissipée dans le composant. Ce sera l'objet de ce premier chapitre.

Pour cela, nous commencerons par présenter les propriétés intrinsèques remarquables qui justifient le choix du GaN pour les applications de puissance hyperfréquence. Ensuite, nous expliquerons comment la mise en contact de ces matériaux peut créer un plan de charge localisé où les porteurs circulent avec une mobilité élevée. Nous montrerons de quelle manière les électrodes de commandes vont influencer sur le champ électrique au sein des composants et définir la zone où la puissance est dissipée dans le composant. Enfin nous évoquerons l'impact de la thermique sur les propriétés physiques des matériaux, les performances et la fiabilité des composants, issus des filières HEMT GaN.

1.1 Propriétés physiques des matériaux utilisés dans la croissance de composants GaN

Les transistors à effet de champ issus des filières AlGaIn/GaN sont réalisés sur une structure de base constituée d'un empilement de couches de matériaux dont les propriétés physiques vont définir les performances électriques et thermiques des composants. Un schéma simplifié de cet empilement est représenté sur la figure 1.1. Ce dernier est constitué : d'un substrat (Si, SiC, etc.), d'une couche épaisse de GaN (appelée le buffer) et d'une couche fine en AlGaIn (appelée la barrière). Dans le cas particulier de croissance sur substrat de substitution, une couche de nucléation, est réalisée au cours de la croissance. Cette couche a pour fonction de diminuer les contraintes mécaniques et de réduire les défauts dans le buffer [3].

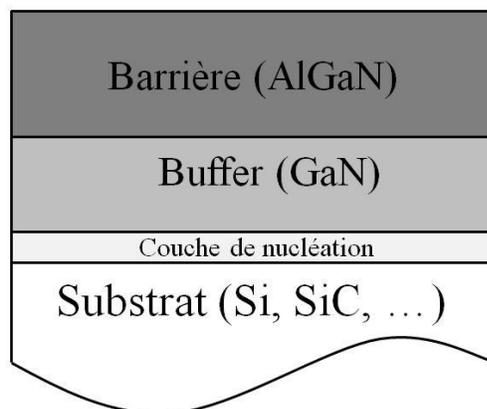


Figure 1.1: Schéma simplifié d'une structure AlGaIn/GaN.

Les propriétés physiques de ces différents matériaux ont un impact sur les performances électriques et thermiques des composants. Les composants hyperfréquences ont d'abord été réalisés en silicium (Si), puis en arséniure de gallium (GaAs) et phosphure d'indium (InP). Depuis quelques années l'amélioration des techniques de croissance des matériaux III-N ont permis d'envisager leur utilisation pour la fabrication de ces composants. Leurs avantages sont des propriétés intrinsèques plus intéressantes. Elles sont regroupées dans le tableau 1.1.

	Silicium (Si)	Arséniure de gallium (GaAs)	Carbure de silicium (4H-SiC)	Nitride de gallium (GaN)	Diamant
Propriétés électriques à 300 K					
E_G [eV]	1,1	1,42	3,26	3,39	5,45
μ_n [cm ² /V/s]	1350	8500	700	1200 (Bulk) 2000 (2DEG)	1900
n_i [cm ⁻³]	$1,5 \times 10^{10}$	$1,5 \times 10^6$	$8,2 \times 10^{-9}$	$1,9 \times 10^{-10}$	$1,6 \times 10^{-27}$
ϵ_r	11,8	13,1	10	9	5,5
Propriétés thermiques à 300 K					
K_{TH} [W/m/K]	150	43	416	160	2000

Tableau 1.1 : Analyse comparative des propriétés physiques intrinsèques des matériaux utilisés pour les applications de puissance hyperfréquence. Données extraites de [4].

Ces dernières années, le diamant a été identifié comme le matériau de la prochaine génération de composants de puissance hyperfréquences. Cependant, le développement technologique d'une filière diamant n'est pas encore d'actualité. Des solutions de croissance de GaN sur substrat diamant polycristallin sont cependant à l'étude, pour améliorer, notamment, la thermique des composants [5].

1.1.1 Largeur de bande interdite

La bande d'énergie interdite E_G d'un semi-conducteur, définie par la théorie des bandes, quantifie l'énergie nécessaire à la création d'un porteur libre par ionisation thermique des atomes du cristal. C'est le principe de base de tout matériau semi-conducteur. En physique du solide, la probabilité que ce porteur participe à la conduction électrique est régie par la statistique de Fermi-Dirac. En pratique, cela signifie que la concentration intrinsèque n_i des électrons (ou trous) libres d'un matériau dépend de sa température. La théorie des bandes implique que dans un matériau semi-conducteur, cette concentration intrinsèque dépend de la largeur de bande interdite [6] :

$$n_i \propto T^{3/2} e^{\left(\frac{-E_G}{2kT}\right)} [\text{cm}^{-3}] \quad (1.1)$$

Cette relation souligne l'un des intérêts des matériaux à grand gap tel que le nitrure de gallium : conserver une faible concentration intrinsèque de porteurs libres permet d'utiliser les transistors issus de ces filières à des températures élevées. D. Maier et al. ont ainsi démontré le fonctionnement de transistors HEMT InAlN/GaN jusqu'à des températures de 800 °C dans l'air [7,8] et jusqu'à 1000 °C sous vide [9].

Le deuxième avantage des matériaux à grand gap est leur fort champ de claquage E_C . Ce dernier est défini comme le champ électrique maximal au-delà duquel les phénomènes d'ionisation par impact (collision entre les porteurs et le réseau) apparaissent dans la structure. Le champ de claquage d'un matériau est proportionnel à sa largeur de bande interdite:

$$E_C \propto E_G^{3/2} \text{ [MV/cm]} \quad (1.2)$$

Cela se traduit, au niveau du composant, par des tensions de fonctionnement élevées. Cela permet d'augmenter la puissance totale en sortie, au niveau des systèmes, et de réduire les besoins en conversion de tension [10].

Enfin, d'un point de vue cristallographique, les matériaux semi-conducteurs à grand gap ont l'avantage d'associer leurs atomes avec des liaisons très fortes, de type covalentes. La force des liaisons interatomiques va définir un certain nombre de ses propriétés macroscopiques, notamment sa robustesse aux contraintes mécaniques extérieures.

Les largeurs de bande interdite des matériaux GaN et AlGaIn sont respectivement de :

$$\text{GaN:} \quad E_G@300\text{K} = 3,39 \text{ eV} \quad (1.3)$$

$$\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N:} \quad E_G@300\text{K} = 3,39 + 2,86 x + x(1-x) \text{ eV} \quad (1.4)$$

où x est le taux d'aluminium

1.1.2 Mobilité électronique des porteurs

La vitesse moyenne des porteurs dans le réseau est proportionnelle au champ électrique appliqué. La mobilité μ est ce coefficient de proportionnalité. Pour les faibles champs électriques, la mobilité est constante ($\mu = \mu_0$), la vitesse moyenne est qualifiée de vitesse de dérive v_d et le composant fonctionne en

régime de mobilité. La mobilité sera d'autant plus grande que le cristal sera pur et que la masse effective (m^*) des porteurs sera faible.

En régime de mobilité :
$$\vec{v}_d = \pm \mu_0 \cdot \vec{E} \quad [\text{cm/s}] \quad (1.5)$$

$$\mu_0 = q\tau/m^* \quad [\text{cm}^2/\text{V/s}] \quad (1.6)$$

avec : τ le temps de relaxation des porteurs

m^* la masse effective des porteur

q la charge élémentaire

Pour les champs électriques élevés, les électrons sont transférés vers les vallées satellites où ils subissent davantage de collisions avec le réseau. Ceci entraîne une saturation de la vitesse des porteurs. Le régime est qualifié de régime de saturation et la mobilité est fonction du champ électrique appliqué $\mu(E)$. Sur les caractéristiques $I_{DS}(V_{DS})$ des composants, cela correspond à la zone au-delà de la tension de coude, où le courant de drain I_{DS} est constant quel que soit V_{DS} (sans tenir compte de la diminution de courant due à l'auto-échauffement).

En régime de saturation :
$$\vec{v}_{\text{sat}} = \pm \mu(E) \cdot \vec{E} \quad (1.7)$$

Dans le GaN, les porteurs ont une vitesse de saturation qui est 2 à 3 fois plus élevée que dans le GaAs. Le courant électrique ainsi que la fréquence de fonctionnement seront donc 2 à 3 fois plus importants dans la filière GaN, que dans les autres filières, comme le montre la figure 1.2 [11].

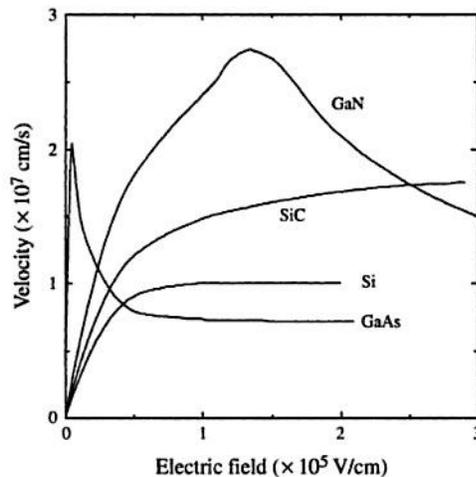


Figure 1.2: Etude de la vitesse de dérive des porteurs dans différents matériaux semi-conducteurs utilisés pour les applications hyperfréquences.

1.1.3 Conductivité thermique

L'intérêt du matériau GaN réside également dans sa valeur de conductivité thermique élevée qui favorise le transport de chaleur entre les points chauds du composant et les sources froides (ou puits thermiques).

Il existe aujourd'hui peu de substrats GaN sur lesquels il est possible de réaliser la croissance des matériaux III-N. C'est pourquoi des substrats de substitution d' Al_2O_3 (saphir), de silicium ou de carbure de silicium sont utilisés.

Aucun de ces matériaux n'est adapté en maille avec le GaN, comme le montre le tableau 1.2. Ce désaccord du paramètre de maille entre les couches semi-conductrices III-N et le substrat génère des dislocations, localisées à l'interface GaN/substrat. Les densités de défauts sont comprises entre 10^8 et 10^{10} cm^{-2} en fonction des méthodes et des conditions de croissance. En comparaison, les densités de dislocation sont proches de zéro pour l'homo-épitaxie du silicium et sont comprises entre 10^2 et 10^4 cm^{-2} pour l'homo-épitaxie du GaAs. Les dislocations influent sur les paramètres tels que la recombinaison et la mobilité des porteurs de charge, le champ électrique de claquage, et notamment sur la conductivité thermique [12,13]. De plus, la différence de coefficient de dilatation thermique existant entre le substrat et le GaN peut également causer la fissuration des couches épitaxiées et du substrat lors du refroidissement, qui peuvent générer des dégradations dans le composant et être à l'origine de défaillances.

C'est pourquoi la croissance de matériaux III-N sur un substrat en désaccord de paramètre de maille avec le semi-conducteur III-N nécessite l'incorporation d'une couche tampon lors de la croissance du semi-conducteur qui permet d'améliorer la qualité cristalline du matériau. Le choix du substrat de substitution dépend donc du désaccord de maille avec le GaN et de son coefficient de dilatation thermique [14].

$T = 300 \text{ K}$	Paramètre de maille		Désaccord de maille $(a_{\text{Substrat}} - a_{\text{GaN}}/a_{\text{Substrat}}) [\%]$	Coefficient de dilatation thermique	
	$a_0 [\text{Å}]$	$c_0 [\text{Å}]$		$\Delta a/a \times 10^{-6} [\text{K}^{-1}]$	$\Delta c/c \times 10^{-6} [\text{K}^{-1}]$
<i>GaN</i>	3,2	5,2	∅	5,6	3,2
<i>Al₂O₃</i>	4,8	413	+33 %	7,5	8,5
<i>Si</i>	3,8	3,1	17 %	3,6	3,6
<i>4H-SiC</i>	3	10,1	-3,8 %	4,2	4,7

Tableau 1.2: Propriétés cristallines des différents substrats utilisés dans la croissance du GaN.

Les progrès réalisés dans la fabrication de substrats SiC depuis les années 2000 ont conduit les industriels à privilégier la croissance de GaN sur SiC [15], jusque-là effectuée sur substrat saphir et silicium, pour 2 raisons :

- les propriétés cristallines du SiC et du GaN sont très proches, réduisant les contraintes mécaniques dans la structure
- la conductivité thermique 3 fois supérieure à celle du silicium et plus de 10 fois supérieure à celle du saphir, le rend très attractif un fonctionnement forte puissance et haute température.

Cependant, le silicium reste une alternative intéressante pour le développement de composants GaN « low-cost ».

1.1.4 Facteur de mérite

Le facteur de mérite de Johnson [16] permet de comparer les semi-conducteurs entre eux et d'identifier ceux qui sont les plus adaptés aux applications à haute fréquence et forte puissance, il a pour expression :

$$JM = E_c^2 v_{sat}^2 / 4\pi^2 \quad (1.8)$$

Cette expression est basée sur les valeurs du champ de claquage du matériau et sur la vitesse de saturation des porteurs du semi-conducteur, notée v_{sat} . Les matériaux ayant les valeurs de facteur de mérite les plus élevées sont ceux qui seront les mieux adaptés pour la génération de signaux hyperfréquence de puissance. Le tableau 1.3 regroupe les valeurs du facteur de Johnson calculé pour les différents matériaux utilisés pour les applications hyperfréquence [4].

Facteur de mérite de Johnson				
Si	GaAs	SiC	GaN	Diamant
1	2,7	20	27,5	50

Tableau 1.3 : comparaison des facteurs de mérite de Johnson des matériaux utilisés pour les application de puissance hyperfréquence.

Le GaN présente ainsi un facteur de mérite 10 fois plus élevé que celui du GaAs, matériau utilisé depuis plusieurs années pour la réalisation de composants hyperfréquences. Le GaN représente donc, dans ce domaine d'application, une rupture technologique.

Les propriétés intrinsèques du GaN ont permis de l'identifier en tant que matériau très intéressant pour les applications de puissance et haute température.

La particularité de la filière GaN réside dans la création d'un gaz d'électrons sans dopage intentionnel de la structure.

1.2 Création du gaz bidimensionnel d'électrons à l'hétérojonction

AlGaN/GaN

1.2.1 Phases cristallines du nitrure de gallium

Le nitrure de gallium existe sous deux phases: hexagonale (ou wurtzite) et cubique (ou zinc blende). Ces deux phases possèdent des surfaces polaires. Les atomes d'azote et de gallium sont donc répartis sur l'une et l'autre de ces surfaces. Les surfaces principalement constituées d'atomes de gallium sont à polarité Ga, celles principalement constituées d'atomes d'azote sont à polarité N. En raison de sa plus grande stabilité, la structure wurtzite de polarité Ga a été la plus étudiée et est de ce fait la plus utilisée aujourd'hui dans la réalisation des composants électroniques.

La structure wurtzite correspond à deux réseaux hexagonaux constitués chacun d'un type d'atome décalés de $5/8^{\text{ème}}$ de la maille élémentaire suivant l'axe c (direction [0001]). La position des atomes dans la maille élémentaire est indiquée sur la figure 1.3.

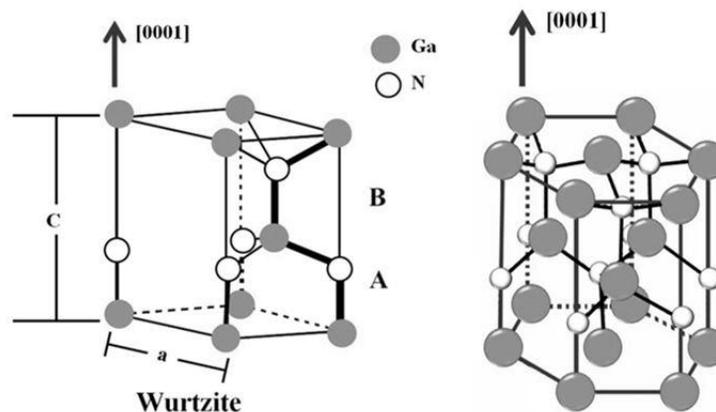


Figure 1.3 : Arrangement des atomes de gallium et d'azote pour la structure wurtzite.

1.2.2 Polarisation spontanée

L'existence d'une polarisation spontanée dans les matériaux III-N résulte de la nature polaire des liaisons chimiques (due aux différences d'électronégativité entre les atomes constituant la maille) et du caractère non centro-symétrique de cette famille de matériaux. C'est pourquoi, même en l'absence de champ électrique externe, les composés III-N possèdent une polarisation électrique.

L'électronégativité d'un atome caractérise sa capacité à attirer les électrons lors de la formation d'une liaison chimique avec un autre élément. La différence d'électronégativité entre ces deux éléments va déterminer la nature de la liaison covalente. La liaison sera dite apolaire quand cette différence est nulle, polaire si elle n'est pas nulle et ionique quand un des éléments attire complètement les électrons.

L'azote, ayant une électronégativité supérieure à celle du gallium, de l'aluminium et de l'indium, va donc attirer les électrons. Le nuage électronique sera spontanément déformé et décalé vers les atomes d'azote induisant ainsi un champ de polarisation spontanée \vec{P}_{sp} . L'orientation de ce champ de polarisation dépendra de la direction de croissance $[0001]$ pour la face Ga ou $[000\bar{1}]$ pour la face N, comme le montre la figure 1.4 [17].

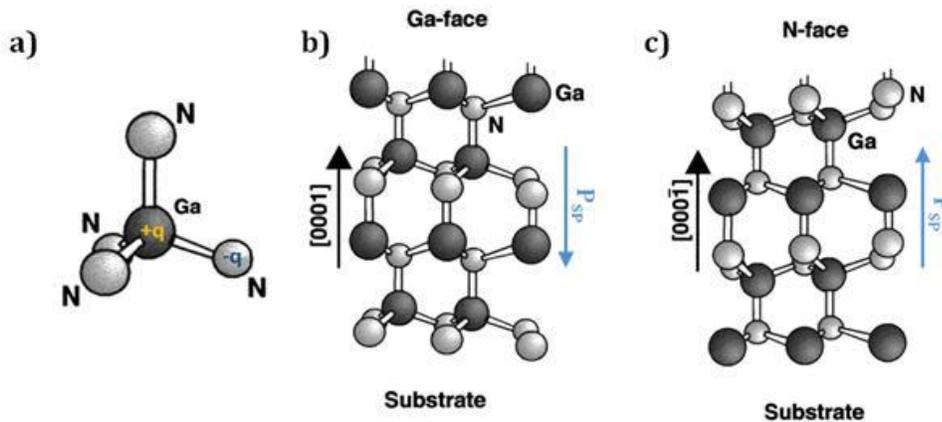


Figure 1.4 : Cas du GaN : influence de l'orientation cristalline sur la direction de la polarisation spontanée. Face Ga (b) et face N (c).

1.2.3 Polarisation piézoélectrique

La croissance de l'hétérostructure AlGaIn/GaN possède la particularité d'être pseudo morphique. Cela signifie que la couche de GaN relaxée impose son paramètre de maille à la couche d'AlGaIn lors de la croissance. Le paramètre de maille du GaN relaxé étant supérieur à celui de l'AlGaIn, une contrainte en tension bi-axiale apparaît dans la couche d'AlGaIn. Cette contrainte induit une polarisation piézoélectrique dans la couche d'AlGaIn suivant l'axe $[0001]$. Il est à noter qu'en raison des valeurs différentes des coefficients de dilatation thermique du GaN et de l'AlGaIn cette polarisation

piézoélectrique varie avec la température. L'orientation du vecteur de polarisation piézoélectrique \vec{P}_{PZ} est cette fois fonction du type de contrainte (tension ou compression) subie par le matériau [18].

1.2.4 Polarisation totale

La polarisation macroscopique globale de l'hétérostructure est la somme algébrique des polarisations spontanées P_{SP} et piézoélectriques P_{PZ} des matériaux constituant l'hétérostructure [17].

La polarisation résultante induit une charge surfacique positive $+\sigma$ localisée à l'interface AlGaN/GaN :

$$|\sigma_{AlGaN/GaN}| = |P_{SP}AlGaN + P_{PZ}AlGaN - P_{SP}GaN| \quad (1.9)$$

Il s'en suit l'apparition d'un gaz d'électrons à cette interface, comme représenté sur la figure 1.5.

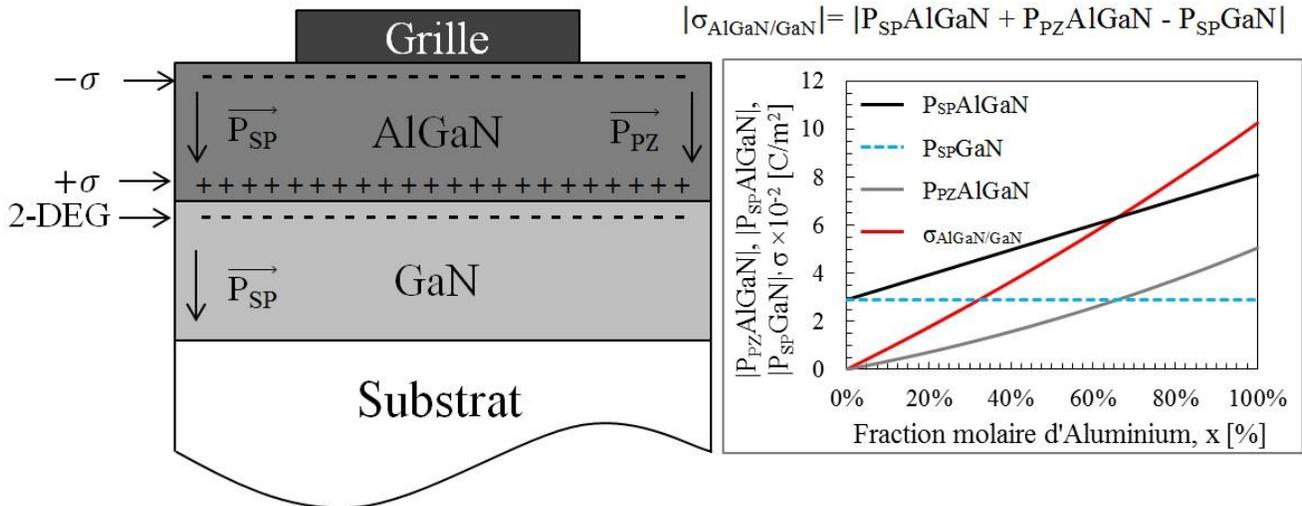


Figure 1.5 : Schéma des charges surfaciques présentes à l'hétérojonction et influence des polarisations de l'AlGaN en fonction du taux d'aluminium, sur la charge surfacique positive totale dans la structure [18].

La figure 1.5 nous montre l'évolution des polarisations spontanées et piezoélectriques de la structure $Al_xGa_{1-x}N/GaN$ et de la charge surfactique σ , en fonction du taux d'aluminium.

1.2.5 Densité de porteurs dans le gaz 2-DEG

Pour compenser cette charge surfacique positive, les électrons présents dans le matériau vont migrer vers l'interface AlGaN/GaN, côté GaN. La discontinuité des bandes interdites à l'hétérojonction AlGaN/GaN conduit à la formation d'un puits de potentiel qui a pour effet de confiner les électrons et de former une gaz bidimensionnel d'électron (ou gaz 2-DEG) [18]. Il est possible de calculer la densité de porteurs libres du gaz 2-DEG, à partir de la polarisation totale de la structure et en tenant compte des

paramètres physiques des matériaux. L'équation reliant la densité de porteurs avec les propriétés physiques de la structure a été établie par O. Ambacher et al. [17]. Elle a pour expression :

$$n_s(x) = \frac{\sigma_{\text{AlGaIn/GaN}}(x)}{q} - \left(\frac{\epsilon_{\text{AlGaIn}}(x)}{d_{\text{AlGaIn}} \cdot q^2} \right) \left[q \cdot \Phi_{\text{Schottky}}(x) + E_F(x) - \Delta E_C(x) \right] \quad (1.10)$$

avec x le pourcentage d'aluminium

ϵ_{AlGaIn} la permittivité de l'AlGaIn

d_{AlGaIn} l'épaisseur de la couche d'AlGaIn

$q\Phi_{\text{Schottky}}$ la barrière Schottky du contact de grille

E_F le niveau de Fermi

ΔE_C la différence de bande de conduction AlGaIn/GaN

La concentration des porteurs dans le gaz 2-DEG à l'interface AlGaIn/GaN est fonction de l'épaisseur de la couche d'AlGaIn [14,17]. L'épaisseur du gaz bidimensionnel pour un taux d'aluminium de 30 % et une épaisseur de barrière de 30nm ont également été estimées et une valeur de 10 nm est donnée pour ce type de structure [19]. Les résultats sont présentés sur la figure 1.6.

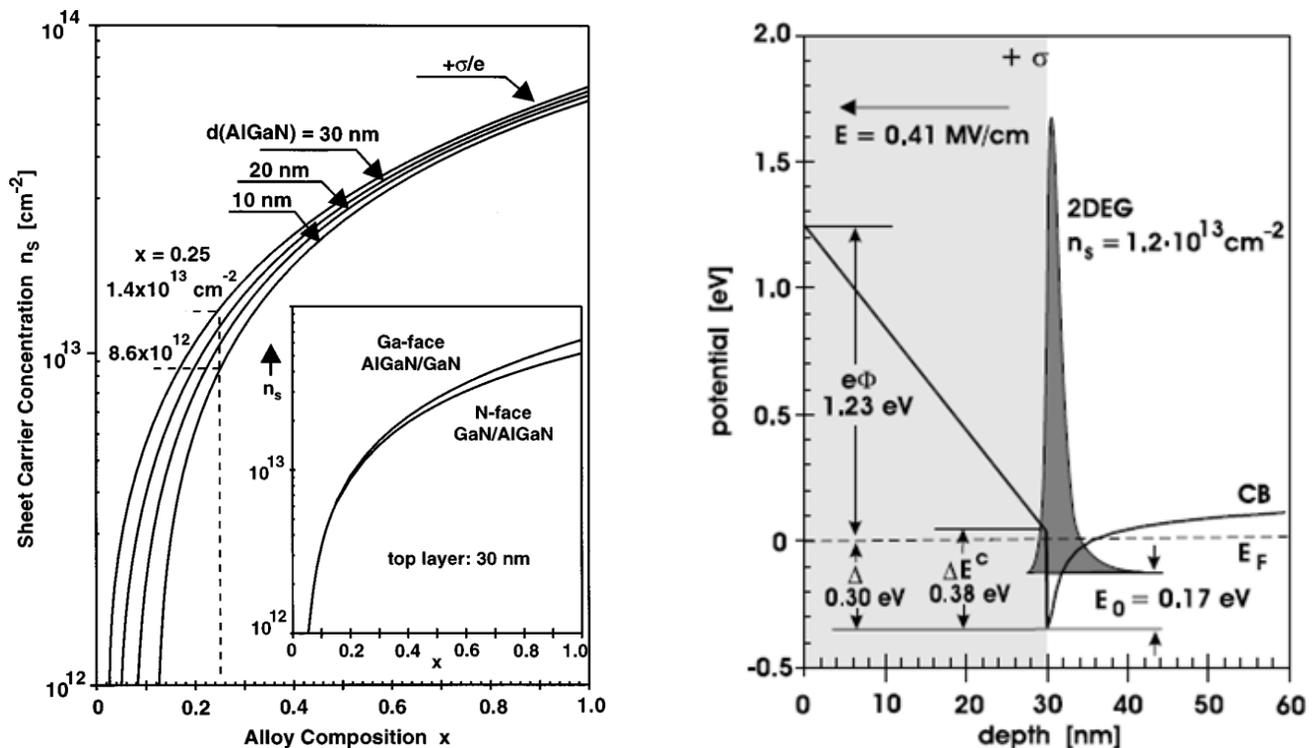


Figure 1.6: Calculs de l'épaisseur de l'influence du taux d'aluminium sur la concentration des porteurs dans le GaN et estimation de la profondeur et de l'épaisseur du gaz 2-DEG [16].

Pour contrôler la densité de porteurs générée dans le matériau, des étapes technologiques sont réalisées après la phase de croissance. Ces étapes définissent les différentes électrodes de commande des transistors à effet de champ de type HEMT.

1.3 Fonctionnement d'un transistor HEMT

1.3.1 Topologie d'un transistor HEMT

Les transistors à effet de champ sont des composants unipolaires, c'est-à-dire qu'un seul type de porteurs participe à la conduction (les électrons dans le cas des transistors HEMTs AlGaIn/GaN face Ga). Ce sont des composants dans lesquels le courant circule dans le même plan que celui des couches épitaxiées (structure horizontale). Trois électrodes communément dénommées: source, grille et drain permettent de contrôler le courant et la tension de fonctionnement du transistor. Les contacts de source et de drain sont de type ohmique, le contact de grille est du type Schottky. La figure 1.7 est une représentation schématique d'un HEMT GaN.

Pour les applications concernant l'amplification de puissance le montage source commune est utilisé, l'électrode de source étant connectée à la masse. La grille permet de contrôler la densité de courant circulant dans le transistor en agissant électro-statiquement sur le gaz d'électrons situé à son aplomb : c'est l'électrode de commande basse puissance. Le drain permet de contrôler la tension de fonctionnement du composant : c'est l'électrode de commande forte puissance.

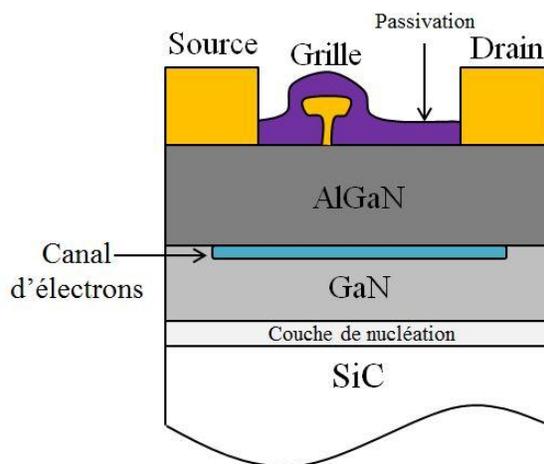


Figure 1.7 : Schéma d'un HEMT GaN

1.3.2 Paramètres caractéristiques des HEMT GaN et zone de puissance dissipée

Dans un HEMT, le courant circule entre le drain et la source. Le courant I_{DS} est fonction de la densité de porteurs n_s , de la vitesse des porteurs v_{sat} dans le gaz 2-DEG et du développement total du transistor Z . Il s'exprime de la manière suivante :

$$I_{DS} = q \cdot n_s \cdot v_{sat} \cdot Z \quad (1.11)$$

avec Z le développement total du transistor

La grille permet de contrôler la densité de porteurs dans le canal. Un HEMT est normally-on, ce qui signifie qu'en l'absence de tension de grille, le gaz 2-DEG se forme et un courant peut circuler entre le drain et la source sous l'effet d'une différence de potentiel entre le drain et la source.

Pour dépléter le canal, il est nécessaire d'imposer une tension V_{GS} de polarisation négative entre la grille et la source. Pour la tension de pincement V_{TH} , le canal sera totalement déplété.

L'expression de la tension de pincement, est de la forme [20]:

$$qn_s(x) = \left(\frac{\epsilon_{AlGaIn}(x)}{d_{AlGaIn}} \right) \left[V_{GS}(x) - \Phi_{b_{AlGaIn}}(x) + \frac{\Delta E_c}{q} - \frac{E_F}{q} + \frac{\sigma_{AlGaIn/GaN}(x) \cdot d_{AlGaIn}}{\epsilon_{AlGaIn}(x)} \right] \quad (1.12)$$

que l'on peut écrire sous la forme :

$$qn_s(x) = C_0 [V_{GS} - V_{TH}] \quad (1.13)$$

où, C_0 représente la capacité par unité d'aire entre la grille et le gaz 2D d'électrons

$$C_0 = \frac{\epsilon_{AlGaIn}}{d_{AlGaIn/GaN}} \quad (1.14)$$

et V_{TH} la tension de pincement du transistor

$$V_{TH} = \Phi_{b_{AlGaIn}} - \frac{\Delta E_c}{q} + \frac{E_F}{q} - \frac{\sigma_{AlGaIn/GaN}(x) \cdot d_{AlGaIn}}{\epsilon_{AlGaIn}(x)} \quad (1.15)$$

Cette dernière équation montre que la tension de pincement V_{TH} dépend de l'épaisseur de la couche d'AlGaIn et de la densité d'électrons dans le canal se trouvant l'aplomb de la grille. En pratique, pour des structures HEMT $Al_xGa_{1-x}N/GaN$ où l'épaisseur de la barrière est de l'ordre de 20-25 nm et le taux d'aluminium est de l'ordre de 20 à 25 %, les tensions de pincement V_{TH} se situent entre - 6 V et - 4 V.

La transconductance g_m du transistor est définie comme le rapport du courant de drain par la tension appliquée sur la grille. Plus sa valeur sera grande et plus le gain du transistor sera élevé :

$$g_m = \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} \quad (1.16)$$

Les tensions de polarisation appliquées aux différentes électrodes vont définir un profil de champ électrique le long du canal et la taille de puissance dissipée dans le transistor.

1.3.3 Influence des paramètres électriques sur la zone de puissance dissipée

1.3.3.1 Action des tensions de grille et de drain sur l'extension de la zone dissipative

Aubry et al. [21] ont montré que les tensions appliquées sur la grille et le drain ont un impact significatif sur l'extension de la zone dissipative et que cela se répercute sur la résistance thermique du transistor. L'étude a été réalisée en faisant varier la tension de drain V_{DS} , à tension de grille fixe (figure 1.8) et en fonction de la tension de grille V_{GS} pour une tension de drain fixe (figure 1.9).

Ces auteurs ont ainsi montré que la résistance thermique du transistor variait de près de 40% en fonction des conditions de polarisation et ce pour une même puissance dissipée. Les simulations physiques réalisées avec le logiciel Silvaco ont permis d'établir que cet effet résulte d'une modulation de l'extension de la zone dissipative pour les tensions appliquées.

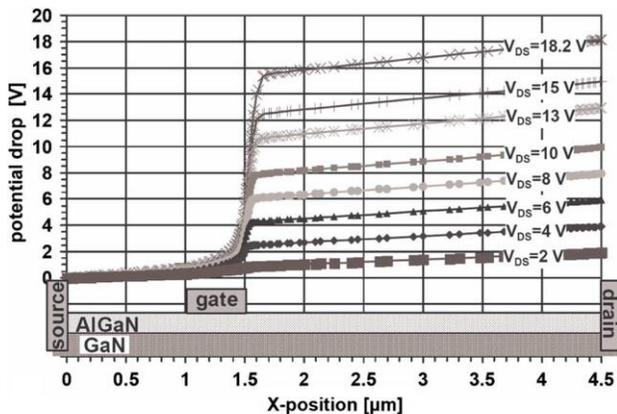


Figure 1.8: Simulation de la chute de potentiel le long du canal, pour différentes tension de drain V_{DS} à $V_{GS}=-2V$ [21].

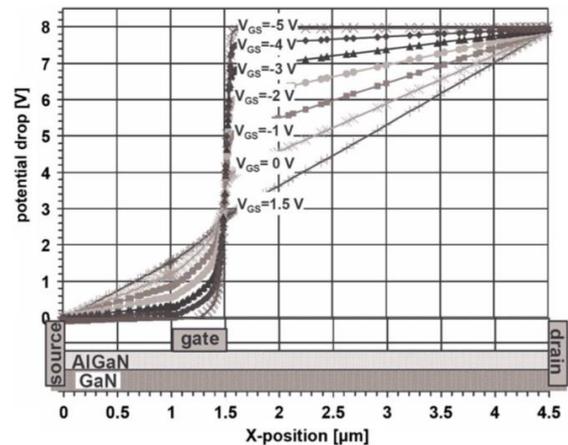


Figure 1.9: Simulation de la chute de potentiel le long du canal, pour différentes tension de grille V_{GS} à $V_{DS}=8V$ [21].

1.3.3.2 Influence de la plaque de champ sur la zone de puissance dissipée

La topologie actuelle des HEMTs est constituée d'une plaque de métal déportée au-dessus de la zone grille-drain, où le champ électrique est maximal. Cette électrode est connectée à la source, comme le montre la figure 1.10, et a pour fonction de réduire le pic de champ électrique en sortie de grille, [22].

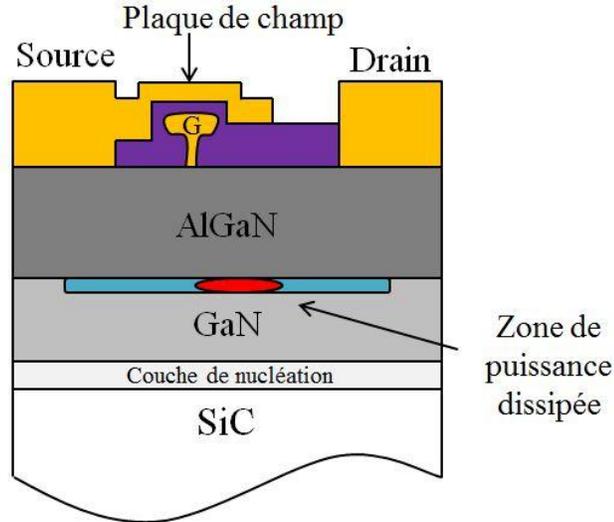


Figure 1.10: Schéma d'un HEMT AlGaIn/GaN avec plaque de champ

La figure 1.11 montre la différence de champ électrique au niveau de la grille, le long du canal, sans et avec plaque de champ. Cette réduction permet d'augmenter sensiblement la tension de claquage dans les composants [22] et permet également de réduire les effets de drain lag. En modifiant le profil de champ électrique le long du canal, la plaque de champ modifie donc la zone de puissance dissipée du composant. Ceci a un impact sur la température et donc sur la résistance thermique des composants.

L'ajout de cette plaque de champ au-dessus de la grille, séparée par un diélectrique a cependant pour effet d'ajouter une capacité parasite qui dégrade les performances à haute fréquence du transistor.

Enfin cette plaque de champ pose des problèmes pour les mesures de température utilisant des moyens optiques. En effet cette plaque de champ masque le point chaud du transistor qui est situé en sortie de grille. Nous reviendrons sur ce point dans le troisième chapitre.

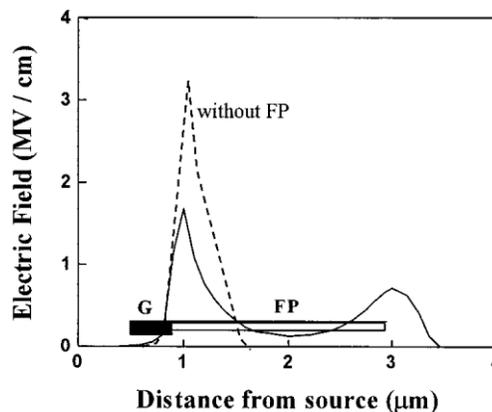


Figure 1.11: Action de la plaque de champ sur le champ électrique dans le canal [22].

L'utilisation des HEMTs GaN dans les applications haute puissance induit des densités de puissance dissipées importantes. L'auto-échauffement dans le composant aura un impact sur les performances et la fiabilité du composant.

1.4 Les effets thermiques dans les HEMT AlGaIn/GaN

1.4.1 Propriétés physiques

1.4.1.1 Bande interdite

L'augmentation de température dans les structures GaN a un impact important sur les propriétés physiques des matériaux. Tout d'abord la largeur de bande interdite, qui diminue avec la température T [K], d'après la formule suivante [23]:

$$E_G(T) = E_G(0) - \alpha \left(\frac{T^2}{T+\beta} \right) \quad (1.17)$$

pour le GaN : $E_G(0) = 3,42 \text{ eV}$, $\alpha = 7,7 \times 10^{-4}$ et $\beta = 600$ (1.18)

pour l'AlN : $E_G(0) = 6,026 \text{ eV}$, $\alpha = 1,79 \times 10^{-3}$ et $\beta = 1462$ (1.19)

pour l' $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$: $E_G(0) = 3,42 + 2,86 x + b x(1-x) \text{ eV}$; $b = 0,62 \pm 0,45 \text{ eV}$ (1.20)
 $\alpha(x) = (1-x) \alpha_{\text{GaN}} + x \alpha_{\text{AlN}} - c x(1-x)$; $c = 2,15 \text{ meV/K}$
 $\beta(x) = (1-x) \beta_{\text{GaN}} + x \beta_{\text{AlN}} - d x(1-x)$; $d = 1561 \text{ K}$

1.4.1.2 Mobilité électronique

La température diminue également la mobilité des porteurs dans le matériau GaN. En augmentant la température le nombre de phonons augmente ce qui réduit le temps moyen entre deux collisions avec les phonons.

Schwierz a montré que la mobilité dépend de la température suivant l'équation suivante [24] :

$$\mu(T) = \mu_0 \cdot \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\gamma} \quad (1.21)$$

Les courbes en figure 1.12 illustrent l'évolution de la mobilité des porteurs de charge à l'hétérojonction AlGaIn/GaN en fonction de la température et du dopage [25, 26].

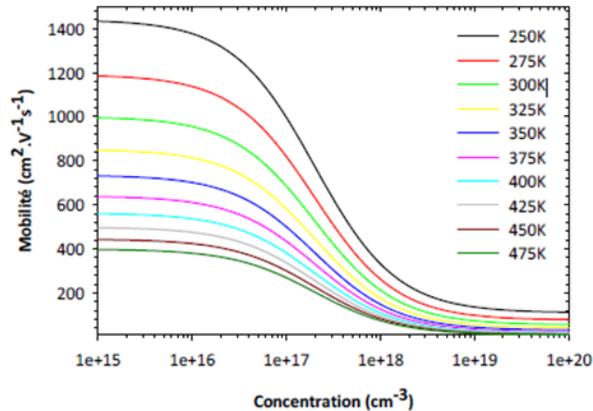


Figure 1.12 : Evolution de la mobilité des électrons en fonction du dopage pour différentes températures comprises entre 250K et 475K.

1.4.1.3 Conductivité thermique

Enfin, la conductivité thermique du matériau diminue lorsque la température augmente. Ceci résulte de la réduction du libre parcours moyen des phonons.

Dans la gamme de température de fonctionnement des transistors (300-600K), la dépendance de la conductivité thermique avec la température peut être décrite par une loi en T^a , à partir des valeurs regroupées dans le tableau 1.4.

On a alors l'expression suivante :

$$K_{TH}(T) = K_{TH_{300}} \left(\frac{T}{300} \right)^a \quad [W/m/K] \quad (1.22)$$

avec $K_{TH_{300}}$ la conductivité thermique à 300K et T exprimé en Kelvin.

La figure 1.13 représente la dépendance en température de la conductivité thermique du GaN et des différents substrats utilisés pour la croissance de ce matériau [13,14].

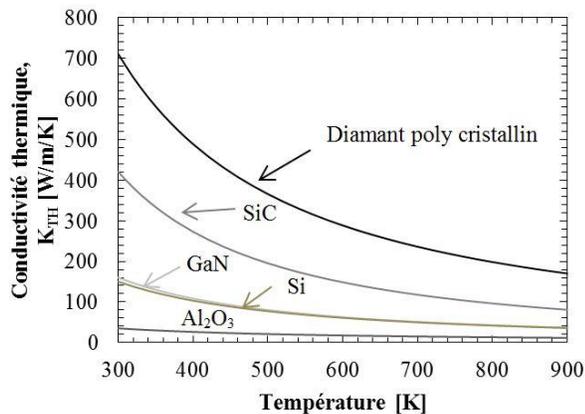


Figure 1.13: Dépendance en température de la conductivité thermique du GaN, du silicium, du SiC, du diamant poly cristallin et de l'Al₂O₃.

	Al ₂ O ₃	Si	GaN	SiC	Diamant
K_{TH} [W/m/K]	35	150	160	420	700
α	-1.0	-1.3	-1.35	-1.5	-1.3

Tableau 1.4: Paramètres de non linéarité α et conductivité thermique à 300K du GaN, du silicium, du SiC, du diamant polycristallin et de l'Al₂O₃.

1.4.2 Performances électriques

L'influence de la température sur les propriétés physiques des matériaux aura un impact sur les performances électriques des composants. Tan et al. ont montré l'influence de la température sur les caractéristiques DC d'un HEMT AlGaIn/GaN sur substrat Si [27]. La figure 1.14 présente les courbes I(V) réalisées à différentes températures.

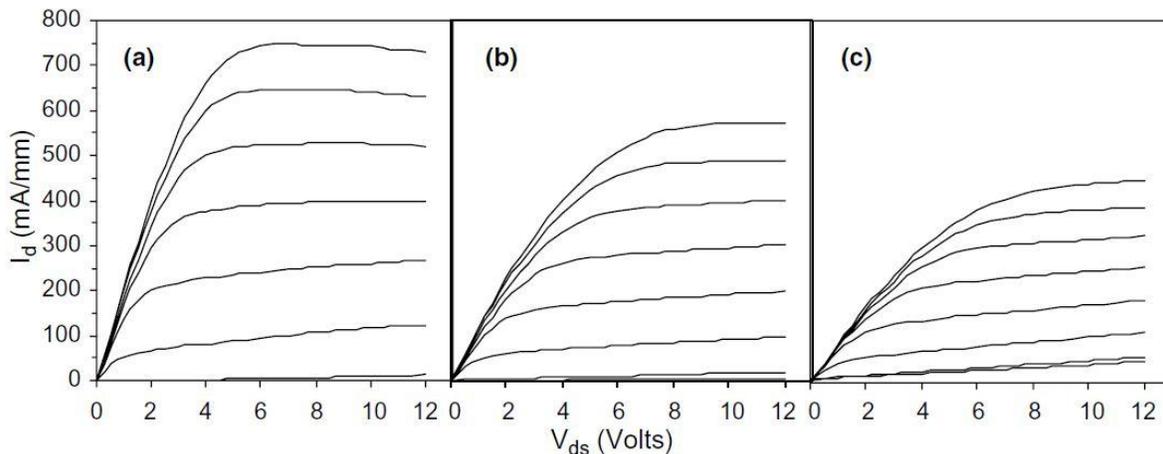


Figure 1.14: Courbes I-V sur HEMT AlGaIn/GaN sur Si, à T=25°C (a), T=300°C (b) et T=500°C (c).

A partir de ces courbes, les auteurs ont mesuré une diminution du courant de saturation I_{DSS} à $V_{GS}=0$ V et de la transconductance : à 25 °C, $I_{DSS0}=650$ mA/mm et $g_m=150$ mS/mm, à 300 °C, $I_{DSS0}=480$ mA/mm et $g_m=390$ mS/mm, et à 500 °C, $I_{DSS0}=105$ mA/mm et $g_m=75$ mS/mm.

1.4.3 Fiabilité

La température a également un impact sur la fiabilité puisqu'elle est considérée comme l'un des facteurs d'accélération de certains mécanismes de dégradations des composants GaN, au même titre que le taux d'humidité, la tension ou le courant. Les travaux d'Arrhenius basés sur ces considérations ont permis de définir un taux de réaction chimique du processus, noté R, en fonction de la température [28]:

$$R = A \times e^{\left(\frac{E_a}{k_B \times T}\right)} \quad (1.23)$$

- avec
- A le facteur de fréquence indépendant de la température,
 - E_a [eV] l'énergie d'activation du processus,
 - k_B la constante de Boltzmann, $k_B = 1,38 \times 10^{-23}$ [m².kg/s²/K]
 - T [K] la température du système

Cette équation permet de relier la température et le taux de dégradation d'un composant, lié à un mécanisme de dégradation spécifique. Nous reviendrons sur ce point dans le quatrième chapitre.

Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons rappelé les propriétés physico-chimiques remarquables des matériaux appartenant à la famille des III-N et mis en avant comment ces propriétés remarquables représentaient un avantage par rapport aux autres semi-conducteurs tels que le silicium ou l'arséniure de gallium pour la conception de systèmes électroniques dédiés aux applications situées dans les domaines des télécommunications, de l'aéronautique, de la défense. Nous avons expliqué comment ces propriétés déterminent les performances électriques et thermiques des composants.

Nous avons également expliqué l'origine du gaz bidimensionnel d'électrons apparaissant à l'hétérojonction AlGaIn/GaN.

Enfin nous avons abordé le principe de fonctionnement d'un HEMT et en particulier le rôle des électrodes de commande, dans le contrôle de la densité de porteurs.

La suite de ce manuscrit sera principalement consacrée à la modélisation thermique des HEMTs AlGaIn/GaN (chapitre 2) et aux mesures de température par différentes techniques optiques et pour différents modes de fonctionnement du transistor (chapitre 3). Les résultats de ces mesures seront confrontés avec les modélisations réalisées dans le chapitre 2. Enfin une brève introduction aux calculs de fiabilité dans les systèmes radar utilisant ces composants sera exposée dans le chapitre 4.

Bibliographie du chapitre 1

- [1] R. J. Trew, L. G. Bilbro, W. Kuang, Y. Liu, H. Yin, "Microwave AlGaIn/GaN HFETs," *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 6, no. 1, pp. 56-66, Mar. 2005.
- [2] www.ioffe.rssi.ru/SVA/NSM/Semicond.
- [3] D.D. Koleske, M.E. Coltrin, S.R. Lee, G. Thaler, K. C. Cross, M. J. Russell, "Understanding GaN nucleation layer evolution on sapphire and its impact on GaN dislocation density," *Solid State Lighting and Solar Energy Technologies*, Vol. 6841, pp. 1-12, Jan. 2008.
- [4] U. K. Mishra, L. Shen, T. E. Kazior, Y.-F. Wu, "GaN-Based RF Power Devices and Amplifiers," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 96, no. 2, pp. 287-305, Feb. 2008.
- [5] J.W. Pomeroy, R.B. Simon, S. Huarui, D. Francis, F. Faili, D.J. Twitchen, M. Kuball, "Contactless Thermal Boundary Resistance Measurement of GaN-on-Diamond Wafers," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 35, no. 10, pp. 1007-1009, Oct. 2014
- [6] K. Shenai, R.S. Scott, B.J. Baliga, "Optimum Semiconductors for High-Power Electronics," *IEEE Trans. Electron Devices* Vol. 36 no. 9, pp. 1811-1823, Oct. 1989
- [7] D. Maier, M. Alomari, E. Kohn, M.-A. di Forte-Poisson, C. Dua, S.L. Delage, N. Grandjean, J.-F. Carlin, A. Chuvilin, U. Kaiser, D. Troadec, C. Gaquière, "High temperature stability of nitride-based power HEMTs," *18th International Conference on Microwave Radar and Wireless Communications*, pp. 1-4, June 2010.
- [8] D. Maier, M. Alomari, N. Grandjean, J.-F. Carlin, M.-A. di Forte-Poisson, C. Dua, A. Chuvilin, D. Troadec, C. Gaquière, U. Kaiser, S.L. Delage, E. Kohn, "Testing the Temperature Limits of GaN-Based HEMT Devices," *IEEE Trans. On Device and Materials Reliability*, Vol. 10, no. 4, pp. 427-436 December 2010.
- [9] F. Medjdoub, J.F. Carlin, C. Gaquière, N. Grandjean, E. Kohn, "Status of the Emerging InAlN/GaN Power HEMT Technology," *The Open Electrical and Electronic Engineering Journal*, pp. 1-7, December 2007.
- [10] D.W. Runton, B. Trabert, J.B. Shealy, R. Vetury, "History of GaN: High-Power RF Gallium Nitride (GaN) from Infancy to Manufacturable Process and Beyond," *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 14, no. 3, pp. 82-93, April 2013.
- [11] E.T. Yu, M. O. Manasreh, "III-V Nitride Semiconductors: Applications and Devices," Taylor & Francis Books, 2002.
- [12] J. Zou, D. Kotchetkov, A. A. Balandin, D. I. Florescu, F.H. Pollak, "Thermal conductivity of GaN films: Effects of impurities and dislocations," *J. Appl. Phys.* Vol. 92, no 51, Sept. 2002.
- [13] A. Sarua, H. Ji, K. P. Hilton, D. J. Wallis, M. J. Uren, T. Martin, and M. Kuball, "Thermal Boundary Resistance Between GaN and Substrate in AlGaIn/GaN Electronic Devices," *IEEE Trans. on Electron Devices*, Vol. 54, no. 12, pp. 3152-3157, Dec. 2007
- [14] P. Gamarra, "Etude des Composées Semi-conducteur III-N à Forte Teneur en Indium. Application à l'Optimisation des Hétérostructures pour Transistors à Effet de Champ Piézo-électriques (HEMT)," *Ph.D. dissertation*, Université de Lyon, France, 2013.
- [15] R. S. Pengelly, S. M. Wood, J. W. Milligan, S. T. Sheppard, W. L. Pribble, "A Review of GaN on SiC High Electron-Mobility Power Transistors and MMICs," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol. 60, no. 6, pp. 1764-1783, Jun. 2012.
- [16] E. O. Johnson, "Physical limitation on frequency and power parameters of transistors", *RCA Rev.*, pp. 163-176, Jun. 1965.

- [17] O. Ambacher, J. Smart, J. R. Shealy, N. G. Weimann, K. Chu, M. Murphy, W. J. Schaff, L. F. Eastman, R. Dimitrov, L. Wittmer, M. Stutzmann, W. Rieger, J. Hilsenbeck, "Two-dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization charges in N- and Ga-face AlGaIn/GaN heterostructures," *J. Appl. Phys.* Vol. 85, no. 3222, 1999.
- [18] N. Vellas, "Etudes Expérimentales de Transistors HFET de la Filière Nitrure de Gallium pour des Applications de Puissance Hyperfréquence," *Ph.D. dissertation*, Université de Lille, France, 2003.
- [19] O. Ambacher, J. Majewski, C. Miskys, A. Link, M. Hermann, M. Eickhoff, M. Stutzmann, F. Bernardini, V. Fiorentini, V. Tilak, B. Schaff, L.F. Eastman, "Pyroelectric properties of Al(In)GaIn/GaN hetero- and quantum well structures," *J. Physics. Condens. Matter*, Vol. 14, no. 3399, 2002.
- [20] O. Jardel, "Contribution à la Modélisation des Transistors pour l'Amplification de Puissance aux Fréquences Microondes," *Ph.D. dissertation*, Université de Limoges, France, 2008.
- [21] R. Aubry, J.-C. Jacquet, J. Weaver, O. Durand, P. Dobson, G. Mills, M.-A. di Forte-Poisson, S. Cassette, S.-L. Delage, "SThM Temperature Mapping and Nonlinear Thermal Resistance Evolution with Bias on AlGaIn/GaN HEMT Devices," *IEEE Trans. on Electron Devices*, Vol. 54, no. 3, pp. 385-390, Mar. 2007.
- [22] H. Xing, Y. Dora, A. Chini, S. Heikman, S. Keller, and U. K. Mishra, "High breakdown voltage AlGaIn-GaN HEMTs achieved by multiple field plates," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 25, no. 4, Apr. 2004, pp. 161-163.
- [23] N. Nepal, J. Li, M. L. Nakarmi, J. Y. Lin, H. X. Jiang, "Temperature and compositional dependence of the energy band gap of AlGaIn alloys," *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 87 no. 24, Dec 2005.
- [24] F. Schwierz, "An electron mobility model for wurtzite GaN," *Solid-State Electronics*, Vol. 49, no. 6, pp. 889-895, Jun. 2005.
- [25] D. Caughey and R. Thomas, "Carrier mobilities in silicon empirically related to doping and field," *IEEE Proceedings*, Vol. 55, no. 12, pp. 2192-2193, Dec. 1967.
- [26] O. Ménard, "Développement de briques technologiques pour la réalisation de diodes Schottky sur nitrure de gallium" *Ph.D. dissertation*, Université de Tours 2010.
- [27] W.S. Tan, M.J. Uren, P.W. Fry, P.A. Houston, R.S. Balmer, T. Martin, "High temperature performance of AlGaIn/GaN HEMTs on Si substrates," *Solid State Electronics*, Vol. 50, no. 3, pp. 511-513, April 2006.
- [28] H. Hirose, T. Sakumura, "Foundation of mathematical deterioration models for the thermal stress," *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 22, no. 1, pp. 482-487, Feb 2015.

Chapitre 2 : Modélisation des transferts thermiques dans les HEMTs AlGaN/GaN

Introduction

Les performances et la fiabilité des composants électroniques dépendent directement de leur température de fonctionnement. Dans le cas de transistors HEMT, cette température est déterminée par les conditions opératoires (puissance dissipée, température du puits thermique), par la topologie du transistor (nombre et longueur des grilles, pas entre grilles) et par les matériaux utilisés (substrat notamment). La compréhension des phénomènes thermiques et des échanges de chaleur au sein de la structure est un enjeu clé pour ces 2 aspects.

Pour estimer avec précision la température de fonctionnement des transistors, il est nécessaire de disposer d'un modèle thermique qui représente le plus fidèlement possible la réalité. L'étape de construction du modèle nécessite une connaissance juste et précise de la topologie du transistor à modéliser, sa composition épitaxiale ainsi que les caractéristiques thermiques des matériaux utilisés.

Ce deuxième chapitre sera consacré à la construction de ce modèle. Nous présenterons également une étude sur l'effet de différents paramètres (interface GaN/substrat, type de substrat, passivation, topologie du transistor) sur la résistance thermique des transistors de la filière GaN GH25 en cours de développement à UMS. Cette étude permettra de déterminer les paramètres ayant le plus d'impact sur l'auto-échauffement du composant.

Pour cela, nous commencerons par rappeler les généralités sur les transferts de chaleur en définissant les grandeurs caractéristiques de la thermique.

Dans une deuxième partie, nous présenterons le modèle thermique propre à la filière GH25 que nous avons réalisé. Pour améliorer notre réactivité face aux variations topologiques des composants, nous avons développé un outil de modélisation paramétrable. Nous détaillerons les étapes de construction de cet outil et présenterons ses différentes fonctionnalités.

La troisième partie sera consacrée à la simulation des échanges thermiques au niveau du composant en régime stationnaire et transitoire.

2.1 Généralités sur les transferts thermiques

L'étude des transferts thermiques est la science qui permet de quantifier les échanges énergétiques entre un système et l'extérieur (ou entre deux systèmes). Elle permet de déterminer les valeurs caractéristiques des variables d'état du système, notamment la température.

2.1.1 Définitions

Commencer une étude dans le domaine thermique nécessite la définition de grandeurs caractéristiques. Les termes les plus communément utilisés sont :

2.1.1.1 La chaleur

La chaleur Q [J] définit un échange d'énergie de type désordonné: l'énergie se propage au sein d'un corps par l'agitation désordonnée des atomes (ou molécules) constituant la matière.

2.1.1.2 Le champ de température

Le champ de température $T(x, y, z, t)$ est la valeur instantanée de la variable d'état température, en tout point du système. Si le champ de température est indépendant du temps, le régime sera qualifié de permanent ou stationnaire. Si le champ évolue dans le temps, le régime est dit variable ou transitoire.

Notations: T_{MAX} , T_j , T_{canal} , T_{IR} , T_{TR} , T_{RAMAN} , T_{SiN} , T_{GaN} , T_{SiC} , $T_{Réf}$

Dans la suite de ce manuscrit, le champ de température au point le plus chaud du composant sera noté T_{MAX} . Ce champ de température est appelé température de jonction T_j pour un transistor. Ce terme est à l'origine défini pour la technologie HBT. En toute rigueur, le concept de température de jonction suppose que la température soit uniforme sur toute la surface active d'un transistor. Bien qu'utilisé par extension aux HEMTs, il n'est pas approprié aux technologies à structure horizontale. En effet, la température maximale est localisée dans le canal où il existe un fort gradient de température entre la source et le drain du transistor. Le terme température de canal, noté T_{canal} , sera alors défini comme la température maximale dans le canal d'un HEMT.

En toute rigueur : T_{MAX} pour un HBT sera noté T_j

T_{MAX} pour un HEMT sera noté T_{canal}

Dans cette étude thermique, nous nous intéresserons uniquement à la température des HEMTs GaN. La notation T_{MAX} sera donc assimilée à la température maximale du canal : $T_{MAX}=T_{canal}$.

Les champs de température mesurés par thermographie IR, par thermoréfectance et par spectrométrie Raman seront notés respectivement T_{IR} , T_{TR} et T_{RAMAN} .

Les champs de température des différentes couches de matériau seront notés respectivement T_{SiN} , T_{GaN} et T_{SiC} pour la passivation en SiN, le buffer GaN et le substrat en SiC.

Le champ de température de référence sera noté $T_{Réf}$. Ce champ correspond à la condition aux limites imposée à nos modèles thermiques. Dans le chapitre 2, ce champ est défini en fond de substrat. Dans le chapitre 3, ce champ sera mesuré à l'aide d'un thermocouple dans nos campagnes d'essais. La sonde est positionnée dans le support de test, dans un trou percé sous l'axe de la puce.

2.1.1.3 Le gradient de température

La notion de gradient de température est utilisée pour étudier les variations spatiales du champ de température au sein du système. Le gradient de température est maximal lorsqu'il est orienté perpendiculairement à une surface isotherme du système et il est défini par :

$$\overrightarrow{\text{grad}}(T) = \vec{n} \frac{\partial T}{\partial n} \quad (2.1)$$

avec \vec{n} vecteur unitaire de la normale à l'isotherme

Le gradient de température est plus communément exprimé sous forme d'écart global noté ΔT . Il correspond à la différence de température entre le point le plus chaud T_{MAX} et la température de référence $T_{Réf}$. Ce gradient est particulièrement élevé pour les composants GaN, compte tenu des fortes densités de puissance dissipées.

2.1.1.4 Flux de chaleur et densité de flux

Le flux de chaleur φ et la densité de flux de chaleur Φ sont deux grandeurs qui permettent de dimensionner la quantité de chaleur transmise ou générée par le système par unité de temps et par unité d'aire de la surface isotherme:

$$\varphi = \frac{\partial Q}{\partial t} \text{ [W]} \quad (2.2)$$

$$\Phi = \frac{1}{A} \frac{\partial Q}{\partial t} \text{ [W/m}^2\text{]} \quad (2.3)$$

avec A l'aire de la surface isotherme

2.1.1.5 Puissance dissipée

Au niveau du composant, il est usuel d'exprimer la chaleur générée sous forme de puissance dissipée. Le calcul de cette puissance dissipée diffère selon le mode de fonctionnement du transistor.

- En mode de fonctionnement DC ou pulsé, la puissance dissipée, notée $P_{\text{DISSIPÉE}}$, s'exprime comme le produit du courant de drain I_{DS} par la tension de drain V_{DS} :

$$P_{\text{DISSIPÉE}} = P_{\text{DC}} = V_{\text{DS}} \times I_{\text{DS}} \quad [\text{W}] \quad (2.4)$$

- En mode de fonctionnement RF, la puissance dissipée s'exprime à partir de la puissance fournie en polarisation DC et du rendement en puissance du transistor (PAE):

$$P_{\text{DISSIPÉE}} = P_{\text{DC}} \times (1 - \text{PAE}) \quad (2.5)$$

avec $\text{PAE} = \frac{P_{\text{IN}} - P_{\text{OUT}}}{P_{\text{DC}}} \quad [\%]$

Dans le bilan de puissance au niveau du transistor, cette relation traduit qu'une partie de la puissance générée par les alimentations (P_{DC}) sera dissipée ($P_{\text{DISSIPÉE}}$) et que l'autre partie sera transmise en sortie du composant ($P_{\text{OUT}} - P_{\text{IN}}$), d'où

$$P_{\text{DISSIPÉE}} = P_{\text{DC}} - (P_{\text{OUT}} - P_{\text{IN}}) \quad (2.6)$$

La puissance dissipée d'un transistor s'exprime généralement sous forme de densité linéique de puissance dissipée, en fonction du développement total du transistor:

$$P_{\text{DISSIPÉE}} = \Phi / Z \quad [\text{W/mm}] \quad (2.7)$$

avec Z le développement du transistor

Exemple :

Un transistor ayant une topologie $8 \times 125 \mu\text{m}$ et dissipant une puissance de 5W aura une densité linéique de puissance dissipée de : $P_{\text{DISSIPÉE}} = \frac{5}{8 \times 0,125} = 5 \text{ W/mm}$

Dans la suite du manuscrit, nous exprimerons la puissance dissipée sous forme de densité linéique de puissance dissipée. Cette densité de puissance sera notée P_{DISS} [W/mm].

2.1.1.6 Résistance thermique

La notion de résistance thermique R_{TH} est définie par analogie à l'électrique pour quantifier le gradient de température entre deux points du composant. Cette grandeur est fonction de la densité de puissance dissipée P_{DISS} :

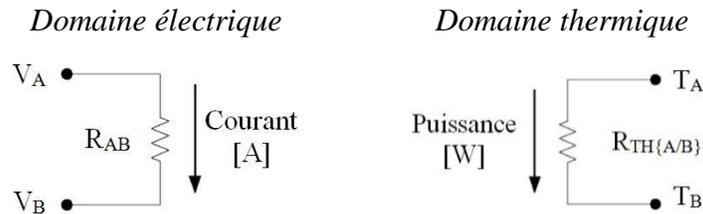


Figure 2.1: Relation fondamentale entre la résistance électrique et la résistance thermique.

Au vu de cette analogie électrique et thermique, un certain nombre d'équations sont similaires. Chaque domaine possède en effet sa propre « loi d'Ohm » comme illustré dans le tableau 2.1.

	Domaine électrique			Domaine thermique		
	Variable	Symbole	Unité	Variable	Symbole	Unité
	Courant	I	A ou C/s	Puissance ou flux	P_{DISS}	W ou W/mm
	Tension	V	V	Température	T	°C ou K
Résistances	Résistance électrique	R	Ohms	Résistance thermique	R_{TH}	°C/W ou °C.mm/W
Capacités	Capacité électrique	C	F ou C/V	Capacité thermique	C_{TH}	J/°C ou J/°C/mm
« Loi d'Ohm »	$\Delta V_{AB} = V_A - V_B = I \times R_{AB}$			$\Delta V_{AB} = V_A - V_B = I \times R_{AB}$		

Tableau 2.1 : Relations et similitudes entre le domaine thermique et le domaine électrique.

De l'équation précédente, il est possible de revenir à la température du composant à partir de la résistance thermique d'après l'équation (2.8) :

$$R_{TH\{AB\}} = \frac{T_B - T_A}{P_{DISS}} \text{ [}^\circ\text{C} \cdot \text{mm/W]} \quad (2.8)$$

d'où

$$T_B = T_A + (P_{DISS} \times R_{TH\{AB\}}) \quad (2.9)$$

Les matériaux utilisés dans les HEMTs ont une conductivité thermique non-linéaire en fonction de la température. Leur résistance thermique sera donc fonction de la température et de la puissance dissipée. Nous y reviendrons dans le paragraphe 2.3.

2.1.1.7 Impédance thermique et capacité thermique

Dans le cas d'une étude thermique en régime transitoire, la notion d'impédance thermique Z_{TH} est introduite. Elle traduit la réponse thermique temporelle d'un système. Cette réponse de type RC est analogue à celle du domaine électrique :

$$Z_{TH\{A/B\}}(t) = R_{TH\{A/B\}} \times \left(1 - \exp\left(-t/\tau_{TH}\right) \right) \quad (2.10)$$

La constante de temps thermique τ_{TH} [s] correspond au produit de la résistance thermique et de la capacité thermique :

$$\tau_{TH} = C_{TH} \times R_{TH} \quad (2.11)$$

La capacité thermique massique C_{TH} peut s'exprimer soit en fonction des propriétés thermiques du système, soit en fonction des propriétés physiques du système.

- La capacité thermique massique est fonction de l'augmentation de température associée à une quantité d'énergie appliquée. L'équation de la capacité thermique est donnée par :

$$C_{TH} = \frac{q \times t}{\Delta T} \quad [J/^{\circ}C] \quad (2.12)$$

- La capacité thermique massique est aussi définie comme le produit de la chaleur massique du matériau, de sa densité et de son volume.

$$C_{TH} = c_p \times \rho \times V \quad [J/^{\circ}C] \quad (2.13)$$

avec c_p la capacité thermique massique [$J/kg/^{\circ}C$]

ρ la densité volumique [kg/m^3]

V le volume [m^3]

2.1.2 Les transferts thermiques

En thermique, la résolution d'un problème de transfert d'énergie consiste à l'évaluation des échanges énergétiques entre les différents éléments du système : entre les points chauds (au niveau des zones de puissance dissipée) et le ou les puits thermiques, le flux de chaleur peut être transféré par conduction, par convection et/ou par rayonnement [1-3].

2.1.2.1 Flux de chaleur transféré par conduction

Le transfert d'énergie par conduction à travers une surface A [m^2] est caractéristique des transferts thermiques entre solides ou au sein d'un solide. Ce solide est défini comme un corps dont les particules ne sont pas en mouvement. Ce transfert apparaît dès qu'il existe une différence de température au sein du solide ou entre solides. Il se manifeste sous forme de transport d'énergie, de proche en proche, entre les porteurs élémentaires du matériau : les électrons ou les phonons.

La loi de Fourier [4] relie le flux de chaleur et le gradient de température :

$$\vec{\varphi} = -K_{TH} A \overrightarrow{\text{grad}}(T) \quad (2.14)$$

avec K_{TH} la conductivité thermique [$W/m/K$]

Cette loi montre que le flux de chaleur est proportionnel au gradient. Le signe négatif (-) est introduit pour satisfaire le second principe de la thermodynamique. Par bilan d'entropie du système, ce second principe nous démontre que l'écoulement de chaleur s'effectue dans le sens des températures décroissantes.

La loi de Fourier met en jeu une grandeur caractéristique des propriétés thermiques des solides : la conductivité thermique K_{TH} qui définit la puissance transféré par un corps, par unité de longueur, lorsqu'il est soumis à une variation de température de 1 K (ou 1 °C).

2.1.2.2 Flux de chaleur transféré par convection

La convection est le transfert thermique caractéristique des fluides (liquide ou gaz) avec déplacement de particules. La convection est qualifiée de naturelle, si le mouvement des particules est causé uniquement par la variation de température au sein du fluide : l'agitation thermique aura tendance à éloigner les particules les unes des autres et à diminuer la densité volumique. Le mouvement du fluide sera ainsi créé par la différence de poussée d'Archimède.

La convection est qualifié de forcée si le mouvement des fluides est causé par une source mécanique extérieure (ventilateur ou pompe), indépendante des phénomènes thermiques.

L'étude des échanges de chaleur par convection est complexe, car elle met en jeu des phénomènes physiques régis par les lois de la mécanique des fluides. Dans notre cas, nous aborderons le problème de manière empirique en définissant un coefficient de convection thermique moyen h_c [$W/m^2/K$] permettant de relier le flux de chaleur et le gradient de température :

$$\varphi = h_c A (T_S - T_\infty) \quad (2.15)$$

avec T_S la température à la surface
 T_∞ la température à une distance suffisamment grande du système pour que la température soit indépendante de la température du système.

2.1.2.3 Flux de chaleur transféré par rayonnement

Le rayonnement est le transfert thermique par vibration d'ondes électromagnétiques entre 2 corps qui ne sont pas en contact. Le rayonnement est classé selon sa longueur d'onde. Plus la température du corps sera élevée, plus le flux rayonné sera énergétique.

$$\varphi = \varepsilon \sigma A (T_S^4 - T_\infty^4) \quad (2.16)$$

avec ε l'émissivité du matériau [%]

σ la constante de Stefan-Boltzmann, $\sigma = 5,6703 \times 10^{-8}$ [W/m²/K⁴]

Dans le vide, les échanges énergétiques se font uniquement par rayonnement. Le refroidissement des satellites s'effectue donc uniquement par rayonnement.

Modéliser la thermique d'un transistor requiert la définition des différentes grandeurs présentées précédemment. Un certain nombre d'hypothèses peut être considéré pour simplifier le problème thermique : ce dernier repose sur des équations complexes et ne peut être résolu avec précision, de manière analytique. C'est pourquoi les calculs thermiques sont réalisés à l'aide de logiciels de simulation par éléments finis.

2.2 Construction d'un modèle thermique du transistor GaN GH25 d'UMS

2.2.1 Contraintes et objectifs

Les densités de puissance injectées dans les composants GaN sont telles que la valeur de température maximale en fonctionnement est critique pour les performances et la fiabilité des systèmes [5-7]. Aujourd'hui, les études d'architectures thermiques des systèmes radar et de guerre électronique (GE) ne se limitent plus à la considération des composants de puissance sous forme de boîte noire. L'analyse détaille chaque couche du composant pour extraire la valeur de la température du point chaud.

Pour valider l'architecture thermique d'un système radar ou GE, il faut s'intéresser en priorité au composant le plus chaud : l'amplificateur de puissance (HPA). Le gradient de température maximal du

HPA est localisé au niveau de ses transistors et représente plus de 50 % du gradient thermique au niveau du système. C'est pourquoi il est nécessaire d'avoir un modèle le plus précis possible de ces transistors. Notre premier travail a été la réalisation d'un modèle thermique du transistor GH25 d'UMS utilisé dans les HPA pour des applications en bande X.

2.2.2 Modélisation thermique du transistor GH25

2.2.2.1 Conception assistée par ordinateur

La première phase de modélisation thermique d'un composant électronique comme le transistor GH25 est une étape de conception assistée par ordinateur. L'objectif est de reproduire géométriquement et thermiquement, à l'identique, le transistor en 3 dimensions. Ce modèle de transistor doit prendre en compte l'ensemble des couches de matériau qui ont un impact significatif sur la thermique et en particulier la couche de nucléation entre le substrat SiC et le buffer GaN [8].

La réalisation du modèle fidèle du composant commence par la phase d'extraction des paramètres géométriques qui s'effectue à partir :

- du layout du transistor ou de l'amplificateur qui sert aux technologues pour les différentes étapes technologiques. Ce fichier contient les informations géométriques dans le plan parallèle au transistor. Il constitue le fichier GDS du transistor. La figure 2.2 est un exemple de fichier GDS d'un HPA de type MMIC.
- des fiches d'épitaxie et technologiques du fondeur, qui détaillent chaque matériau constituant l'épitaxie ainsi que leur épaisseur.

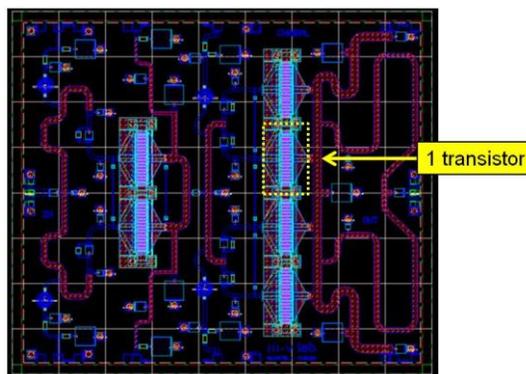


Figure 2.2: Exemple de fichier GDS d'un HPA MMIC {2+4} transistors développé au III-V Lab.

Pour réaliser le modèle thermique du transistor, nous avons utilisé le logiciel ANSYS Professional [9]. Ce solveur thermique repose sur une méthode de calculs par éléments finis pour laquelle il est nécessaire d'optimiser le nombre d'éléments. Cela permet de réduire le temps de calcul.

Il est possible de réduire en grande partie le nombre d'éléments en considérant les symétries du composant. Dans le cas d'un HEMT GH25, on ne modélise qu'un quart de transistor comme le montre la figure 2.3. Dans ces conditions, le quart de transistor est supposé entouré de vide. On peut alors montrer que ce dernier se comporte comme un miroir thermique.

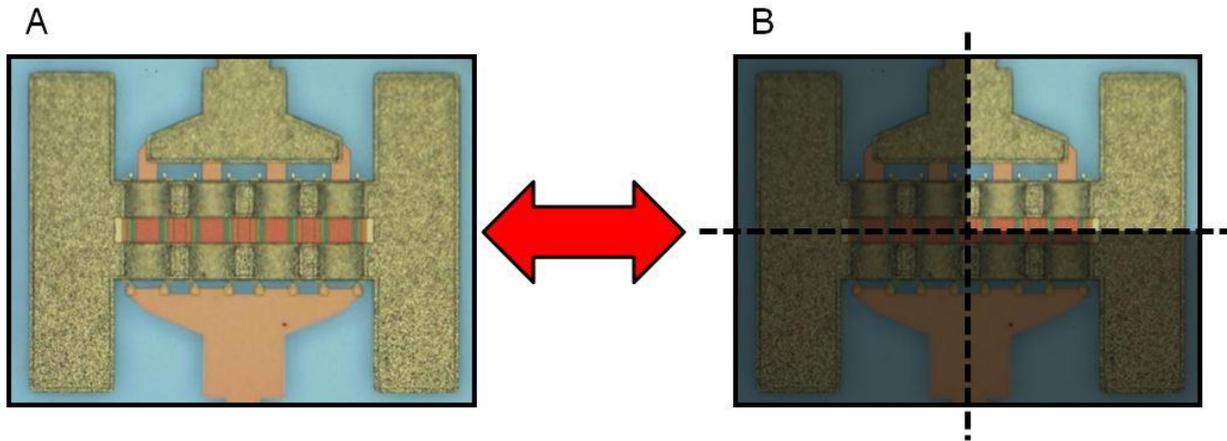


Figure 2.3: Photographie d'un transistor GH25 8x125µm (A) et zone modélisée (B)

2.2.2.2 Choix des dimensions latérales

Les dimensions latérales d'une puce sont telles que la surface peut atteindre quelques mm² alors que la zone active (celle où est la puissance est dissipée) occupe typiquement une surface de quelques dixièmes de mm² (autour de 0,15 mm² pour le transistor GH25 8x125 µm). D'un point de vue thermique il est inutile (sauf à augmenter les temps de calcul) de mailler des zones très éloignées (latéralement) des points chauds car elles contribuent peu à la résistance thermique.

Une règle simple permettant de définir les dimensions latérales minimales à prendre en compte pour le calcul de la résistance thermique peut être obtenue en utilisant un modèle de cônes de diffusion, illustré sur la figure 2.4 : quand le puits thermique est situé sous l'empilement et que les conductivités thermiques sont relativement proches (rapport des conductivités thermiques des matériaux en contact inférieur à 3 typiquement) le flux thermique est compris dans un cône d'angle $\alpha = 40$ à 50 °.

Ce modèle indique dans ce cas qu'il suffit de retenir pour la modélisation, une bande, encadrant les zones dissipatives, d'une largeur égale Δx telle que :

$$\Delta x = z \times \tan \alpha \quad (2.17)$$

z étant égal à la distance entre le point chaud et le puits thermique, comme illustré sur la figure 2.5.

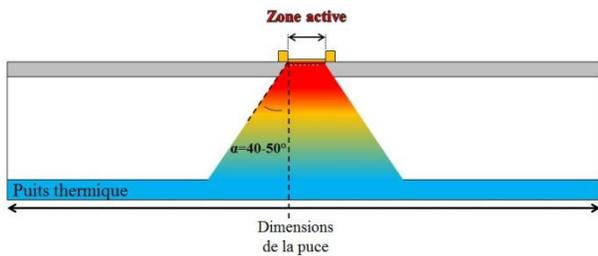


Figure 2.4: Illustration du cône de diffusion au niveau du transistor. Cas simplifié en 2 dimensions.

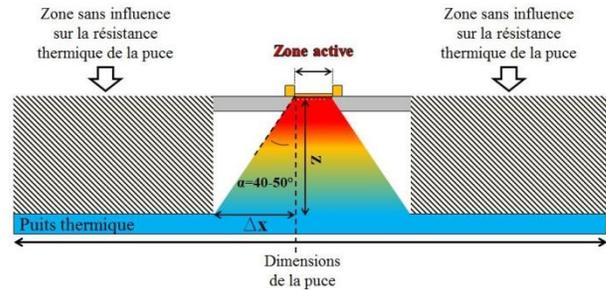


Figure 2.5: Illustration de la réduction du maillage pour les zones éloignées des points chauds. Cas simplifié en 2 dimensions.

Ce modèle est cependant difficile à appliquer dans le cas où le rapport de conductivité thermique des matériaux en contact est supérieur à 3 (utilisation de heat spreader par exemple) et dans le cas où il y a un drain thermique. Afin d'être plus précis nous avons donc réalisé une étude de l'influence de la taille de cette zone sur la résistance thermique et nous avons déterminé qu'en retenant une bande égale à 2 fois l'épaisseur totale nous obtenions un très bon compromis entre temps de calcul et précision des résultats, comme illustré sur la figure 2.6.

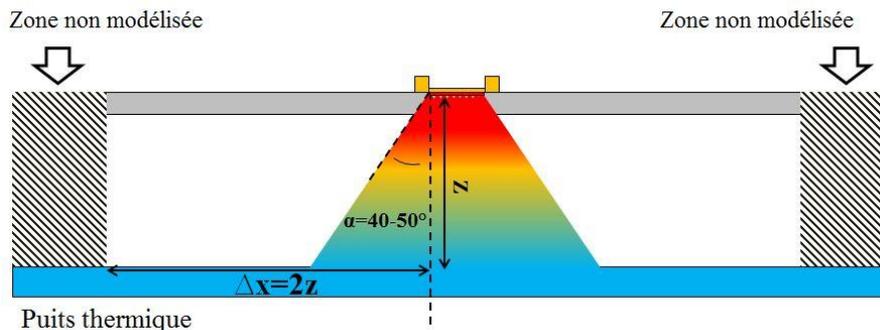


Figure 2.6: Illustration de la zone non modélisée dans nos modèles thermiques. Cas simplifié en 2 dimensions.

2.2.2.3 Définition du maillage

Les calculs thermiques par éléments finis reposent sur la résolution des équations de Fourier en chaque nœud du maillage [10]. Ce maillage est constitué de mailles élémentaires pouvant être :

- de forme tétraédrique,
- de forme hexagonale,
- de forme parallélépipédique.

Nous avons réalisé plusieurs maillages en utilisant pour chaque cas, une unique forme de maille élémentaire. Un maillage de type tétraédrique est le plus performant en termes de nombre d'éléments et de taille de fichier. Toutefois, notre choix s'est finalement porté sur un maillage de type

parallélépipédique en raison de sa souplesse d'utilisation lorsqu'il s'agit de modifier l'empilement ou la topologie du transistor.

L'optimisation du maillage est une étape indispensable lors de la réalisation du modèle thermique : la taille des éléments doit être suffisamment petite au niveau des zones à forte variation de température pour avoir un calcul thermique précis (par exemple la zone de puissance dissipée ou l'interface GaN/SiC) et assez large dans les zones où les variations de température sont moins importantes, pour réduire le temps de calcul. Pour cela, nous avons utilisé un pas adaptatif. Cela permet de passer progressivement du point chaud, où se trouvent les couches les plus fines, vers le puits thermique, où les couches sont les plus épaisses. La figure 2.7 est une capture d'écran du maillage obtenu au niveau de la zone de puissance dissipée d'une des grilles d'un transistor de la filière GH25.

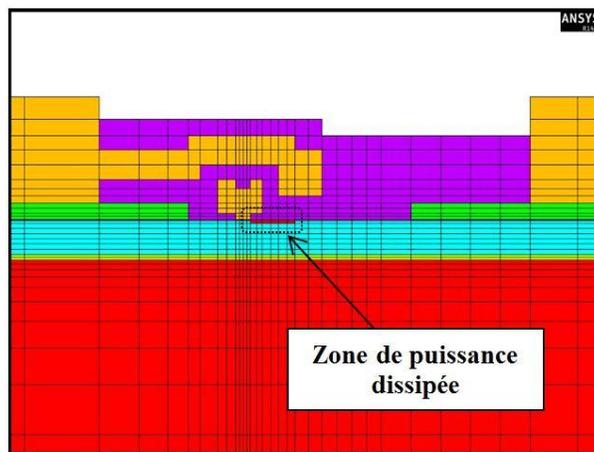


Figure 2.7: Vue en coupe du modèle GH25 3D – Maillage optimisé au niveau de la zone de puissance dissipée.

2.2.2.4 Propriétés thermiques des matériaux

La construction d'un modèle thermique du transistor nécessite la définition des propriétés thermiques (conductivité thermique et capacité thermique massique) des différents matériaux représentés dans ce modèle. Il existe de nombreux articles donnant des valeurs, celle-ci dépendent notamment dans le cas du GaN de la qualité cristalline du matériau [11]. Dans nos modèles, nous avons pris des valeurs issues de la littérature [11-12] et de travaux précédents [13-14]. Ces valeurs sont regroupées dans le tableau 2.2.

Matériau	Densité volumique ρ [kg/m ³]	Conductivité thermique K_{TH} [W/m/K]	Capacité thermique massique c_p [J/kg/K]
Au	19300	310	137
SiN	3300	10	713
AlGaN	5470	$25 \times \left(\frac{293}{273+T}\right)^{-1,35}$	548
GaN	6100	$161 \times \left(\frac{293}{273+T}\right)^{-1,45}$	490
SiC	3220	$416 \times \left(\frac{293}{273+T}\right)^{-1,5}$	690
Interface GaN/SiC	6100	$6,7 \times \left(\frac{293}{273+T}\right)^{-2,7}$	490

Tableau 2.2: Propriétés thermiques des matériaux utilisés pour la modélisation.

2.2.2.5 Conditions aux limites

Pour effectuer une simulation thermique il faut enfin définir les conditions aux limites à imposer au modèle. Elles sont de deux types :

- 1- La température de référence à appliquer au système (puits thermique, convection).

Ces conditions déterminent le type d'échange thermique avec l'extérieur. Dans notre cas, au niveau des transistors, les processus de transfert de chaleur par conduction dominant et on peut négliger les échanges par convection et par rayonnement qui représentent moins de 1% du flux de chaleur échangé avec le milieu ambiant (dans la gamme de température de l'étude, inférieure à 300 °C). Dans les campagnes de mesures présentées au chapitre 3, le transistor est posé sur une plaque froide : nous imposerons une température uniforme sous la puce.

- 2- La puissance dissipée sous forme de chaleur au sein du transistor.

Pour imposer cette condition il est nécessaire de connaître l'extension et la localisation de la zone dissipative. Dans le cas d'un transistor HEMT GaN, la puissance est dissipée en sortie de grille, du côté du drain. L'extension de cette zone à partir du pied de grille dépend :

- des conditions nominales de polarisation [16].
- de la densité n_s de porteurs dans le canal.
- de la géométrie des plaques de champ (extension, distance au gaz bidimensionnel d'électrons).

Pour les transistors que nous avons utilisés dans cette thèse et pour les tensions appliquées sur la grille et sur le drain ($V_{DS} = 25 \text{ V}$ et $V_{GS} = -4 \text{ V}$ à -2 V), des simulations physiques ont été réalisées par Jean-Claude Jacquet du III-V Lab, avec le logiciel Silvaco [17] pour extraire le profil de champ électrique le long du canal. Ces données ont permis de déterminer que la puissance était dissipée sur une zone de 750 nm de long, à partir du pied de grille, comme illustré sur la figure 2.8. Les travaux précédents réalisés au III-V Lab ont permis de statuer que dans un mode de fonctionnement DC (ou pulsé), cette puissance est répartie uniformément dans un volume le long de chacune des grilles. De plus, dans le cas d'un composant multi grilles, la même densité de puissance est dissipée au niveau de chacune de ces grilles (bon équilibrage du transistor). Il reste toutefois à valider cette hypothèse dans le mode de fonctionnement réel du transistor, c'est-à-dire avec signal RF appliqué. Cette étude sera présentée dans le chapitre 3.

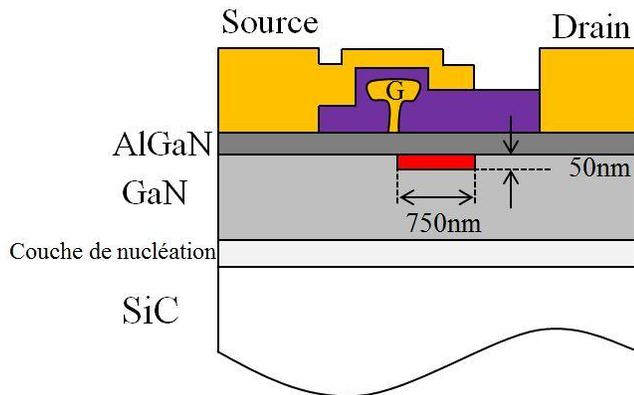


Figure 2.8: Définition de la zone de puissance dissipée dans les structures HEMTs AlGaIn/GaN étudiées.

2.2.3 Développement d'un logiciel thermique paramétrable : PATHERM (PARAMeterized THERmal Model)

2.2.3.1 Intérêt de la modélisation paramétrable

La réalisation d'un modèle thermique paramétrable propre à la filière GaN GH25 est une volonté forte de la part de Thales Systèmes Aéroportés. L'intérêt est d'avoir une bonne réactivité vis-à-vis des variations topologiques de cette filière en phase de développement chez UMS.

Cet outil se présente sous la forme d'une interface graphique Excel codée en VBA.

Il a deux objectifs :

- répondre rapidement aux évolutions de topologie des transistors (nombre de grilles, largeur des grilles, distance grille-drain, épaisseur de report puce-boîtier, etc.). Cette exigence est remplie en rendant paramétrable cet outil,

- intégrer dans ce logiciel l'expertise en maillage et en thermique au niveau du composant afin de permettre à un non expert en modélisation de pouvoir réaliser des modèles thermiques.

Cet outil repose sur une interface graphique conviviale où l'utilisateur définit uniquement les principaux paramètres géométriques du composant, les puissances dissipées et les conditions aux limites.

2.2.3.2 Ecriture du code source ANSYS

Lors de la création d'un modèle en 3 dimensions en CAO, chaque action de l'utilisateur est retranscrite sous forme de code propre au logiciel utilisé. Pour le logiciel ANSYS, ce code est enregistré dans un fichier texte au format *.log*. La lecture du fichier *.log* permet au logiciel de reproduire automatiquement l'ensemble des actions qui y sont décrites. La solution retenue pour créer un modèle paramétrable repose donc sur la paramétrisation de ce fichier *.log*.

Dans un premier temps, pour décrypter les différentes lignes de code contenues dans ce fichier *.log*, nous avons fait la liste au fur et à mesure de la création du modèle 3D du transistor, (« manuellement » avec l'interface graphique ANSYS) de toutes les lignes de codes indispensables à la création du modèle et à la définition du maillage.

Ensuite, il fallait optimiser le processus de création du modèle pour éliminer les actions redondantes et réduire le nombre d'étapes de modélisation. Une des difficultés rencontrées a été la compréhension et la suppression d'erreurs ponctuelles, qui apparaissaient uniquement au cours de la création du modèle par lecture du fichier *.log* (et n'étaient pas présentes lors de la construction « manuelle » du modèle).

La conception assistée par ordinateur commence par la construction d'un modèle en 2 dimensions. Ce modèle est ensuite extrudé dans la 3^{ème} dimension pour créer les différents volumes. Le choix du plan de départ a un impact sur le nombre total d'actions à réaliser pour arriver au modèle final. Pour choisir le plan de départ le plus économe, nous avons créé 3 modèles à partir des 3 plans de l'espace. Nous avons retenu celui demandant le moins d'étapes de modélisation : le plan perpendiculaire aux grilles du transistor. Il correspond à la vue en coupe transversale du transistor comme représentée sur la figure 2.7, dans le paragraphe 2.2.2.3.

Pour optimiser la modélisation, en particulier dans le cas d'un composant multi-grilles, nous avons modélisé une cellule de base, représentant un transistor à 1 grille, puis recopié et décalé les différents volumes de cette cellule de base, en fonction du nombre de grilles et des symétries du transistor.

2.2.3.3 Définition de l'interface graphique Excel en VBA

Le logiciel Excel a été choisi pour la création de l'interface graphique de notre modèle paramétrable pour plusieurs raisons :

- il est largement répandu au sein de Thales et donc accessible,
- il permet de créer des macros et de résoudre des équations dans les feuilles de calculs,
- il peut enregistrer le contenu d'une feuille de calcul en fichier *.log*.

Concrètement, une fois le modèle du transistor GH25 optimisé, nous avons recopié le fichier *.log* dans une feuille de calcul Excel. Nous avons associé à chaque paramètre géométrique sa cellule et son équation. Nous avons créé une interface graphique conviviale qui traduit chaque choix de l'utilisateur (nombre de grilles, distance grille-drain, épaisseur du substrat) sous forme de paramètres qui sont utilisés dans les différentes équations. Pour conserver la validité et la précision des différents modèles de transistors créés, certains paramètres ont été verrouillés : en particulier ceux définissant le maillage ainsi que les dimensions de la zone où la puissance est dissipée.

2.2.3.4 Utilisation du logiciel PATHERM

La figure 2.9 présente la fenêtre qui apparaît à l'ouverture du logiciel. Trois boutons permettent de réaliser les actions suivantes:

- le bouton intitulé PARAMETRISATION permet de définir la géométrie du composant,
- le bouton intitulé ENREGISTREMENT permet d'enregistrer le fichier *.log* qui pourra ensuite être lu par ANSYS (la figure 2.10 présente la fenêtre d'enregistrement),
- le bouton intitulé QUITTER permet de fermer le logiciel.

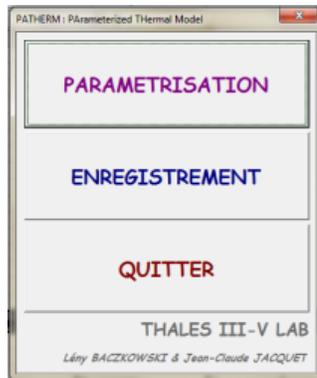


Figure 2.9: Logiciel PATHERM développé - fenêtre de lancement.



Figure 2.10 : Logiciel PATHERM développé - fenêtre d'enregistrement.

La fenêtre de PARAMETRISATION qui regroupe l'ensemble des modifications réalisables avec le logiciel PATHERM est représentée sur la figure 2.11.

Le type de structures qui peut être modélisé avec ce logiciel est le suivant :

- Buffer GaN :
 - o épaisseur entre 0,5 et 4 μm
 - o conductivité thermique non-linéaire en fonction de la température (K_{TH} entre 160 $\text{W/m}^\circ\text{C}$ et 80 $\text{W/m}^\circ\text{C}$)
- Interfaces GaN/Substrat [13-15] :
 - o GaN/SiC ayant une résistance thermique à l'interface de $3,3 \times 10^{-8} \text{ }^\circ\text{C.m}^2/\text{W}$ à 190 $^\circ\text{C}$
 - o GaN/ Al_2O_3 ayant une résistance thermique à l'interface de $1,2 \times 10^{-7} \text{ }^\circ\text{C.m}^2/\text{W}$ à 240 $^\circ\text{C}$
 - o GaN/Si ayant une résistance thermique à l'interface de $3,3 \times 10^{-8} \text{ }^\circ\text{C.m}^2/\text{W}$ à 300 $^\circ\text{C}$
- Substrat : matériaux prédéfinis en saphir, silicium, nitrure de gallium, carbure de silicium

Les topologies de transistor GH25 modélisables sont les suivantes :

- le nombre de grilles de 2 à 16,
- la longueur des grilles entre 25 μm et 300 μm ,
- le pitch de grille entre 20 et 100 μm .

Les deux versions du composant GH25 sont proposées :

- la version V9S ayant une distance grille-drain de 1,7 μm ,
- la version V1S ayant une distance grille drain de 2,7 μm .

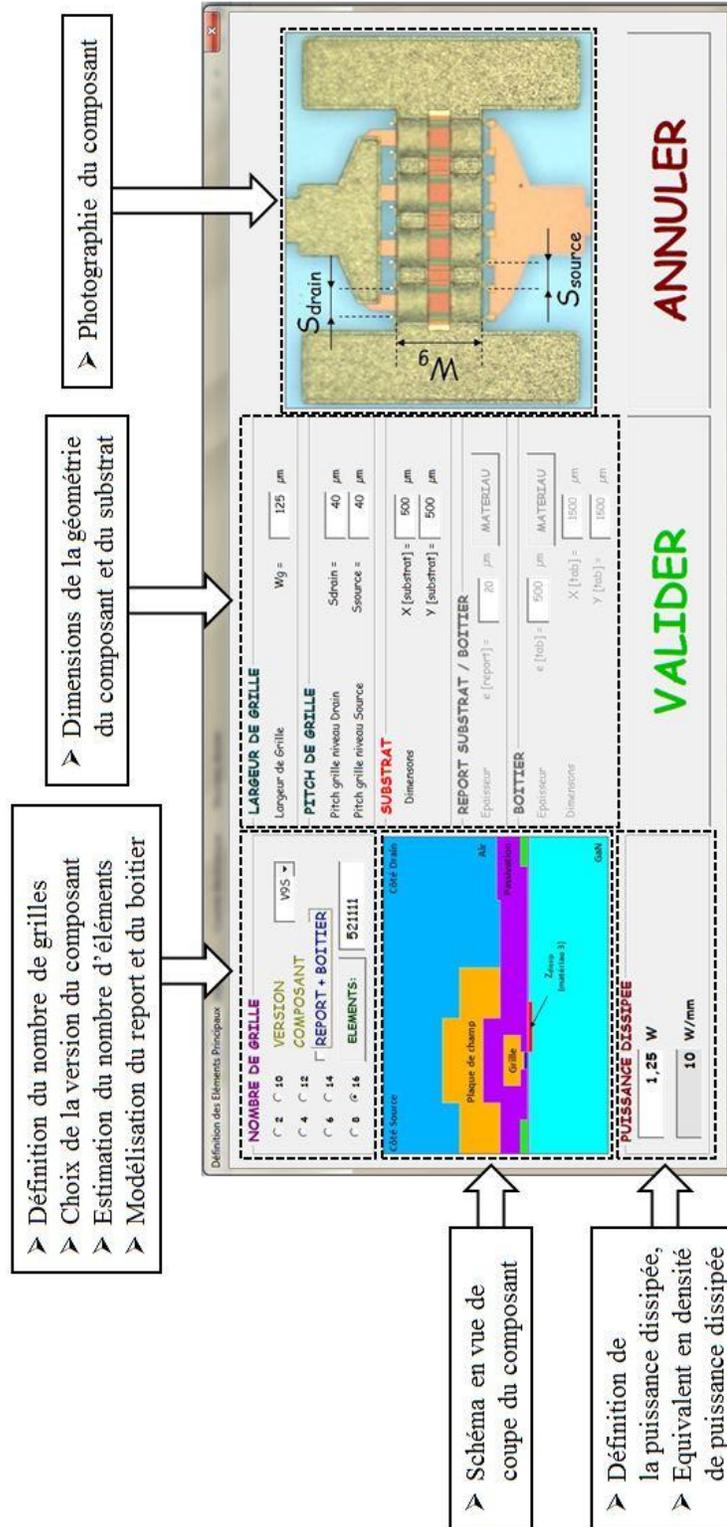


Figure 2.11: Logiciel PATHERM développé - fenêtre de paramétrisation.

Il est également possible :

- de modéliser un composant avec ou sans plaque de champ,
- de ne considérer que la puce (jusqu'au substrat) ou de modéliser la puce, le report (de type brasure AuSn avec $K_{TH} = 57 \text{ W/m}^{\circ}\text{C}$ ou de type colle H20E avec $K_{TH} = 1,6 \text{ W/m}^{\circ}\text{C}$) et le boîtier en molybdène ($K_{TH} = 140 \text{ W/m}^{\circ}\text{C}$) ou en alliage Cuivre-Molybdène-Cuivre (Cu-Mo-Cu, $K_{TH} = 190 \text{ W/m}^{\circ}\text{C}$).

Dans le cas où le modèle comporte le report de puce et le boîtier, il est également possible de définir les différents paramètres thermiques du matériau. Pour cela, il suffit de cliquer sur le bouton MATERIAU et de définir les propriétés thermiques de ce nouveau matériau utilisé (figure 2.12 à figure 2.14).

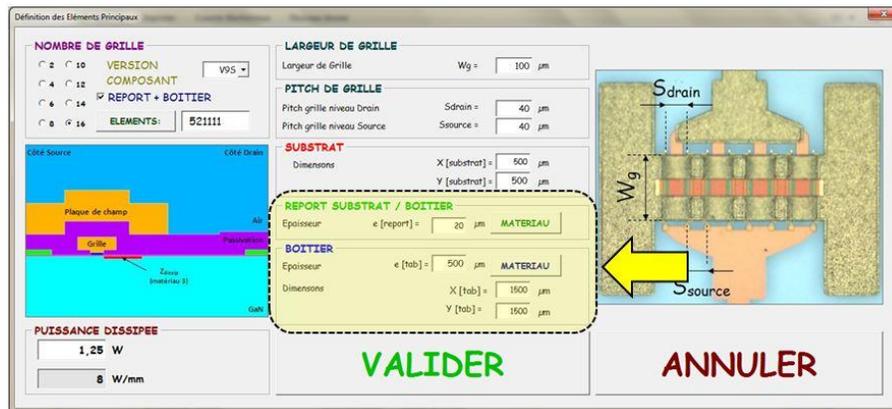


Figure 2.12 : Logiciel PATHERM développé. Choix du report substrat / boîtier.



Figure 2.13: Logiciel PATHERM développé. Choix du matériau.

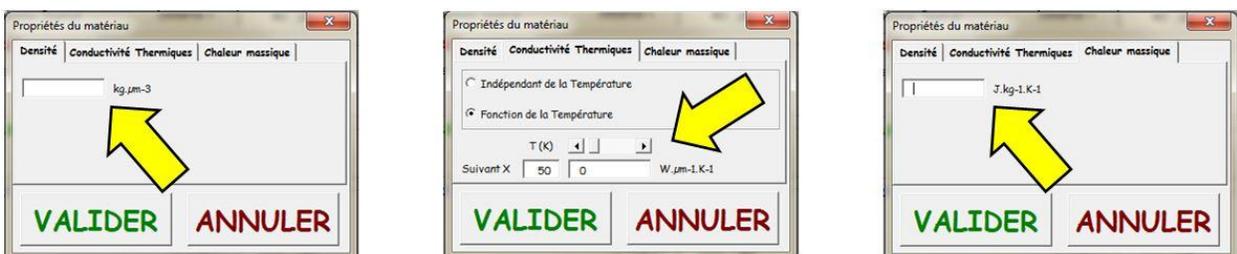


Figure 2.14: Logiciel PATHERM développé. Définition d'un nouveau matériau.

Afin de valider les maillages réalisés à partir des lignes de codes générées par le logiciel PATHERM, nous avons comparé les résultats de simulation en régime stationnaire et transitoire obtenus à partir des maillages réalisés antérieurement au III-V Lab (qui servent de référence) avec ceux créés avec cet outil. Pour tous les cas traités l'écart de température avec les maillages de référence est inférieur au pourcent.

Puisque cet outil offre la même précision que les maillages de référence et qu'il permet des modifications rapides de la géométrie du composant, il a été utilisé pour générer les maillages des différentes études de cas présentés dans le paragraphe 2.3.

2.2.4 Module électro-thermique E-Th d'ADS

Durant ces trois années, nous avons également testé, dans une version bêta, l'outil de simulation électrothermique E-Th (pour Electro-Thermal), développé par Keysight et fonctionnant avec le logiciel ADS [17].

Dans les modèles électriques des circuits, utilisés pour estimer leur performance, la thermique est prise en compte sous forme de cellules de RC, traduisant la réponse temporelle de la température du composant, à partir de calculs thermiques effectués avec ANSYS. L'avantage d'un logiciel de simulations électrothermiques est de pouvoir effectuer en parallèle des simulations thermiques, pour estimer la température maximale du composant en fonctionnement, et des simulations électriques, en tenant compte de l'influence de la thermique sur les performances électriques du composant.

Ce module E-Th est un solveur thermique qui utilise un mailleur automatique, développé par la société Gradient Design Automation [18]. La modélisation électrothermique sous ADS permet d'extraire directement les informations sur la géométrie du composant à partir du fichier GDS fourni par UMS et utilisé pour les simulations hyperfréquences au niveau du circuit. Il n'est pas possible d'avoir accès et de contrôler le maillage avec ce mailleur automatique. Il fallait donc valider les performances de ce solveur thermique en comparant les résultats avec notre maillage ANSYS.

Pour effectuer un calcul avec ce module thermique, l'utilisateur doit :

- créer une librairie propre au composant dans laquelle chaque couche du fichier GDS est associée à un matériau. Cette librairie est généralement fournie par le fabricant de composant. La figure 2.15 est un exemple de librairie créée pour notre étude.

- associer à chaque couche son matériau en définissant les propriétés thermiques de ce dernier. La figure 2.16 est un exemple de fichier `.tcl` dans lequel sont définies les propriétés thermiques des différents matériaux de notre modèle.
- définir l'empilement du composant et les épaisseurs de chaque couche. La figure 2.17 est un exemple de fichier `.tcl` dans lequel est défini l'empilement de notre modèle.
- définir les conditions aux limites. La figure 2.18 est un exemple de fichier `.ini` pour définir les conditions aux limites.

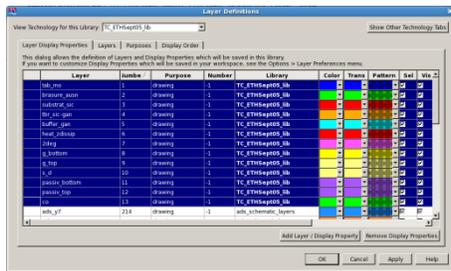


Figure 2.15: Exemple de fichier `.txt` qui permet de définir créer une librairie de matériaux.

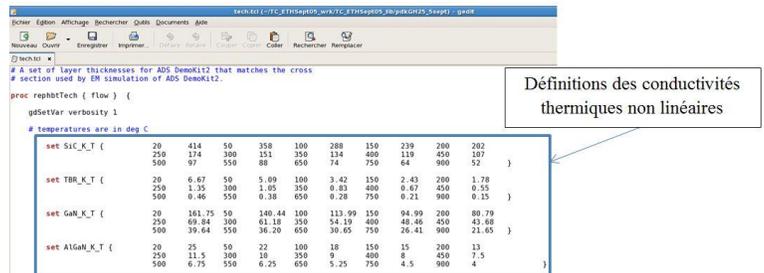


Figure 2.16: Exemple de fichier `.tcl` pour définir les propriétés thermiques des différents matériaux.

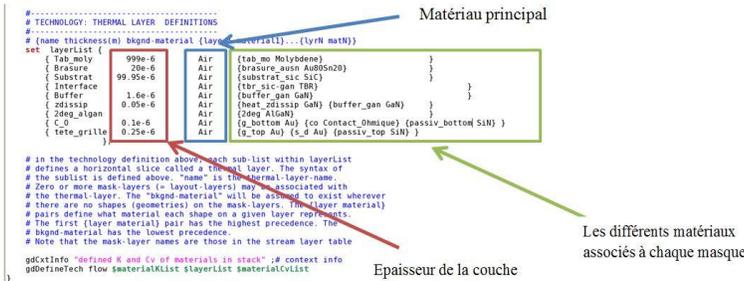


Figure 2.17: Exemple de fichier `.tcl` pour définir l'empilement du composant.

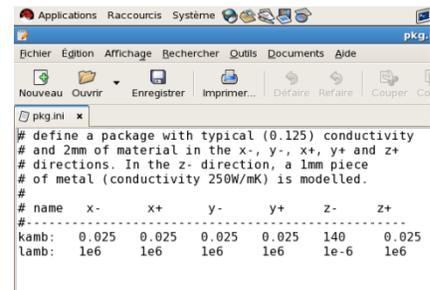


Figure 2.18: Exemple de fichier `.ini` pour définir les conditions aux limites.

Pour évaluer les performances du solveur thermique, nous avons comparé les résultats de simulation d'un transistor HEMT GH25 8x125 μm , reporté par brasure AuSn sur un boîtier en Cu-Mo-Cu de 1,5 mm d'épaisseur. La figure 2.19 présente un exemple de calcul réalisé avec le logiciel.

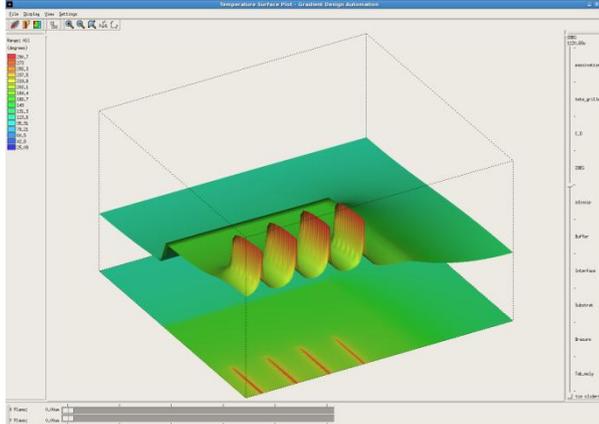


Figure 2.19: Exemple de fichier de résultat du module ETh d'ADS.

Les simulations thermiques ont été effectuées en régime stationnaire et transitoire (pour une impulsion de longueur égale à $1 \mu\text{s}$) à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$ et à différentes $T_{\text{Réf}}$. Les résultats sont regroupés dans le tableau 2.3. Dans le tableau 2.4, les comparaisons entre les résultats fournis par le logiciel ADS et ceux obtenus avec le logiciel ANSYS, nous ont permis d'estimer un écart autour de 4 %, par rapport aux résultats obtenus avec le modèle ANSYS. On peut considérer que les performances de la méthode de calcul thermique avec l'outil ADS sont validées.

ΔT_{MAX}	Simulations en régime stationnaire		Simulation en régime transitoire ($t_{\text{pulse}} = 1 \mu\text{s}$)		
	$T_{\text{Réf}}$	ANSYS	ADS	ANSYS	ADS
25 °C		59,7	62,0	36,7	37,8
50 °C		66,4	68,8	40,5	42,0
100 °C		80,5	83,1	48,5	50,5

 Tableau 2.3: Résultats de simulation effectuées par le logiciel ADS et le logiciel ANSYS, d'un HEMT GH25 $8 \times 125 \mu\text{m}$, en régime stationnaire et en régime transitoire.

$\frac{\Delta T_{\text{MAX}}(\text{ANSYS}) - \Delta T_{\text{MAX}}(\text{ADS})}{\Delta T_{\text{MAX}}(\text{ANSYS})}$		
$T_{\text{Réf}}$	Simulations en régime stationnaire	Simulation en régime transitoire ($t_{\text{pulse}} = 1 \mu\text{s}$)
25 °C	3,9 %	3,0 %
50 °C	3,6 %	3,8 %
100 °C	3,2 %	4,1 %

 Tableau 2.4: Ecart sur la température calculée par le logiciel ADS, par rapport au logiciel ANSYS, d'un HEMT GH25 $8 \times 125 \mu\text{m}$, en régime stationnaire et en régime transitoire.

L'étude nous a permis de valider les performances de l'outil thermique mais a soulevé 2 points d'amélioration du logiciel :

- la mise en place d'une visualisation en 3 dimensions du modèle thermique, permettrait de repérer les erreurs de modélisation. Dans la version testée, la définition de l'empilement s'effectue sous forme de ligne code et est beaucoup moins intuitive que l'outil ANSYS.
- l'apparition de problèmes d'affichage des résultats, comme présenté sur la figure 2.20, qui pourraient remettre en question la validité des calculs.

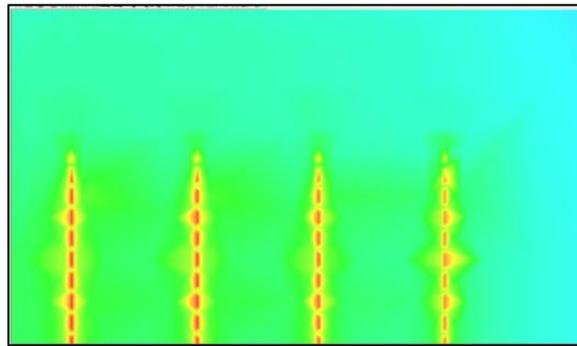


Figure 2.20: Problèmes d'affichage identifié pour le module E-Th d'ADS

Le module E-Th d'ADS est performant en termes de précision de calculs thermiques et une fois que les améliorations proposées et présentées précédemment seront prises en compte, l'outil pourrait devenir incontournable.

Il reste encore une limite à son utilisation : le temps de calcul assez long, en particulier dans le cas d'une simulation électrothermique avec un nombre important de conditions de polarisation. Pour ce type de calcul, prendre en compte l'auto-échauffement des composants dans ADS sous forme de cellules RC, reste la meilleure solution pour estimer son influence sur leurs performances électriques.

2.3 Simulation des échanges thermiques au niveau du composant

A l'aide de l'outil PATHERM, nous avons construit plusieurs modèles de transistor GH25, ayant des topologies différentes. L'objectif de ce paragraphe est d'estimer l'impact des différents paramètres (nombre de grilles, distance entre grilles...) sur la résistance thermique et de déterminer ceux étant les plus critiques. L'étude a été menée en régime stationnaire et transitoire. Les simulations ont été réalisées sur le modèle thermique d'un quart de puce « nue », c'est-à-dire en ne modélisant que la puce GH25 et son substrat SiC, comme illustré sur la figure 2.21. Les propriétés thermiques des différents matériaux ont été présentées dans le tableau 2.2.

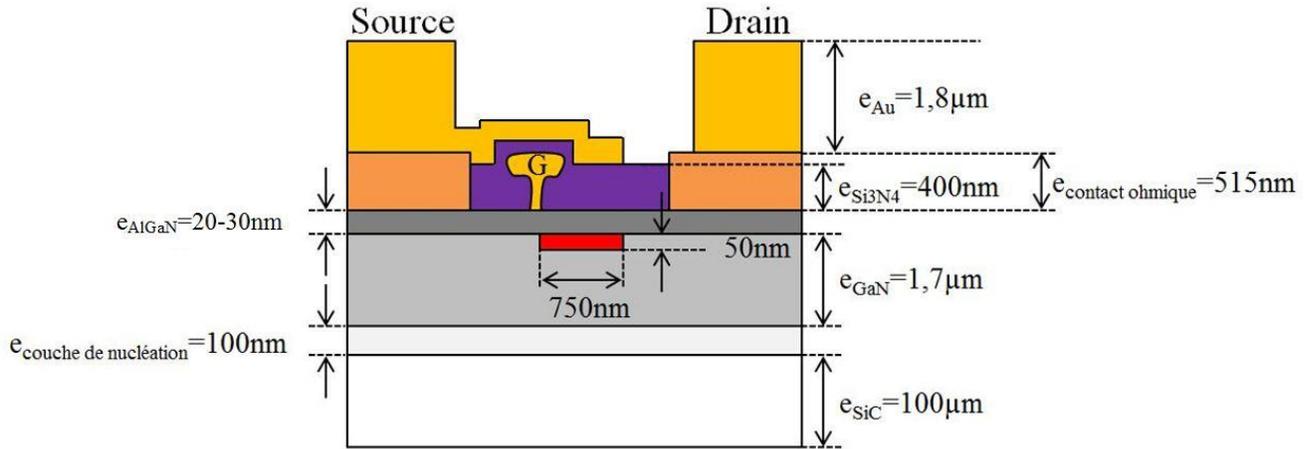


Figure 2.21: Epaisseurs des différents matériaux du modèle "puce nue", en vue de profil.

La figure 2.22 est l'illustration de ce modèle, dans le cas d'une topologie 8x125µm, en version ¼ de puce. Un agrandissement au niveau d'une des grilles permet de distinguer les différentes couches du transistor que nous avons maillé.

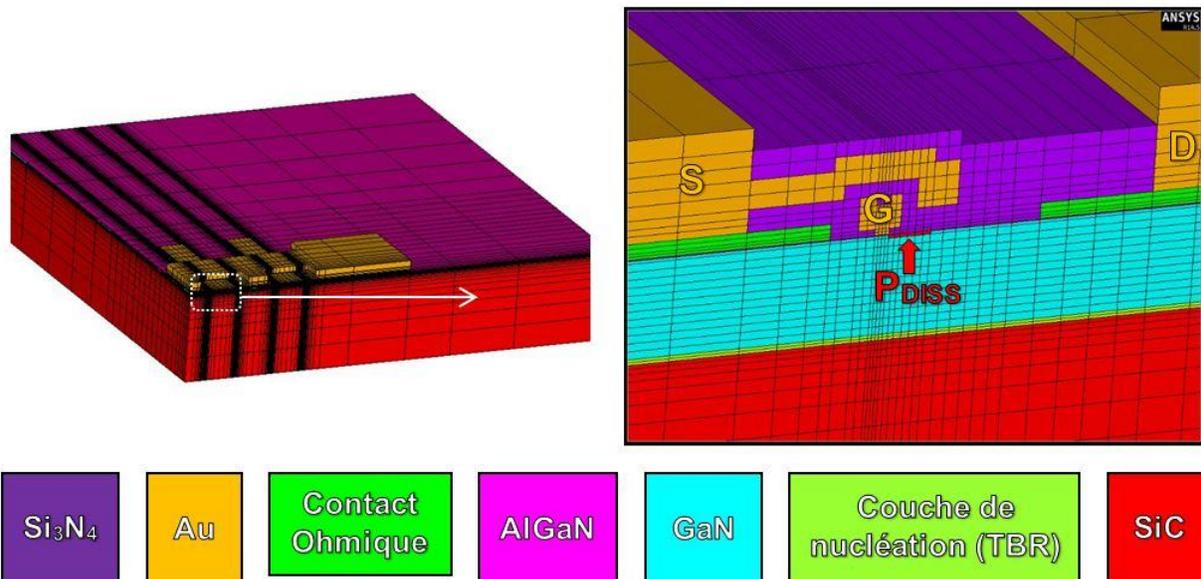


Figure 2.22 : Modèle de transistor de la filière GH25 utilisé pour nos simulations.

2.3.1 Simulations en régime stationnaire

Les simulations ont été réalisées dans un premier temps en régime stationnaire. Ce type de simulation correspond à un mode de fonctionnement DC. Dans ces simulations, une température constante $T_{Réf}$ a été imposée en fond du substrat en SiC et chaque grille dissipe la même densité de puissance. Différents cas ont été étudiés.

2.3.1.1 Résistance thermique de la puce GH25

Le premier cas étudié est le cas de référence correspondant à un transistor $8 \times 125 \mu\text{m}$. Ce type de transistors a été utilisé pour les mesures de températures qui seront présentées au chapitre 3. Les simulations ont été réalisées pour différentes densités de puissance dissipée ($P_{\text{DISS}} = 1 \text{ W/mm}$ à 9 W/mm) et une température $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$. La figure 2.23 présente un résultat de simulation correspondant au cas $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$.

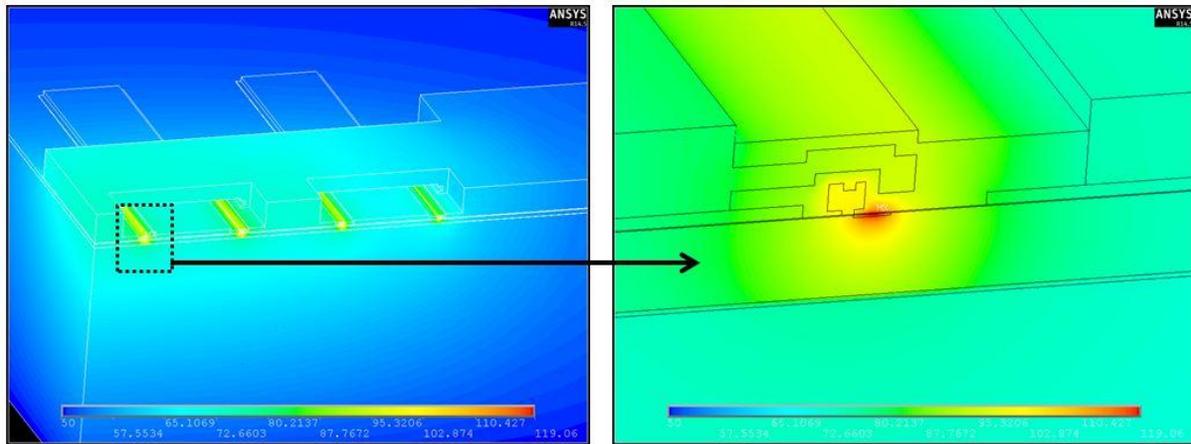


Figure 2.23: Exemple de simulation en régime stationnaire sur GH25 $8 \times 125 \mu\text{m}$, à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$ et $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$.

Sur la figure 2.24 et sur la figure 2.25 nous avons représenté le profil de température extrait par simulation pour chaque valeur de P_{DISS} , le long de l'interface AlGaN/GaN, perpendiculairement et parallèlement aux grilles. Cette interface correspond au canal du transistor. Les points chauds du transistor sont localisés au niveau de cette interface.

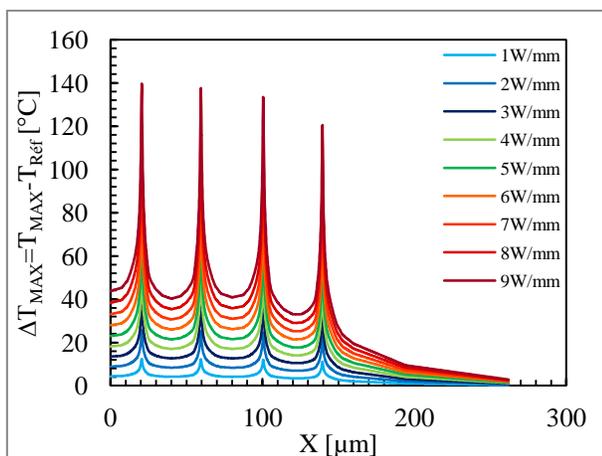


Figure 2.24: Profil de température à l'interface AlGaN/GaN, à différente P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$. Coupe transversale réalisée au centre du transistor.

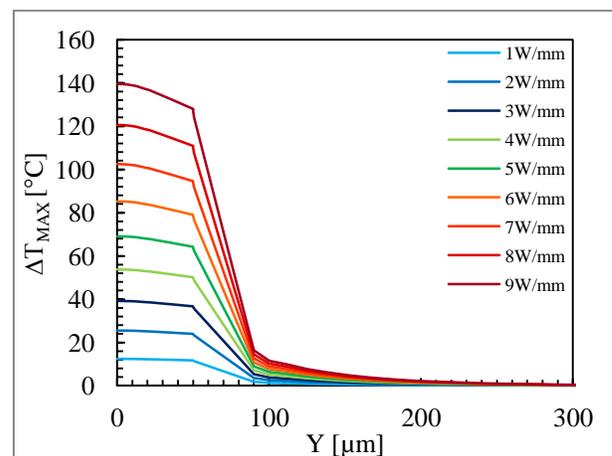


Figure 2.25: Profil de température à l'interface AlGaN/GaN, à différente P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$. Coupe longitudinale réalisée le long de la grille au centre.

Le long de la coupe transversale présentée sur la figure 2.24, nous avons relevé chaque extremum de température, correspondant aux points chauds du transistor, pour chaque densité de puissance dissipée. L'évolution de cette température en fonction de la densité de puissance dissipée est représentée en figure 2.26. Compte tenu des symétries du modèle, chaque grille est associée à sa grille symétrique : les grilles indexées #1 et #8 correspondent aux grilles situées en périphérie du transistor et les grilles indexées #4 et #5 à celles situées au centre.

Sur la figure 2.25, les courbes montrent une répartition homogène de la température le long de la grille au centre du transistor, avec un écart maximal de 10°C entre le centre et le bord de la grille, à $P_{DISS}=9\text{W/mm}$.

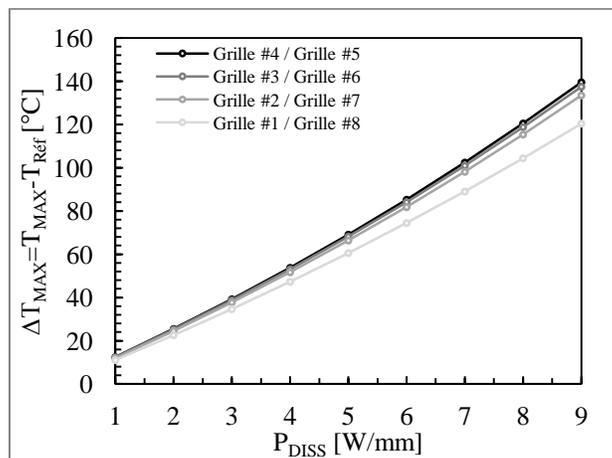


Figure 2.26: Élévation de température maximale au niveau de chaque grille, à différente P_{DISS} et à $T_{Ref}=50\text{ °C}$.

La résistance thermique de chacune des grilles a ensuite été calculée pour chaque densité de puissance dissipée et est représentée sur la figure 2.27. Le tableau 2.5 regroupe ces valeurs calculées pour plusieurs densités de puissance dissipées.

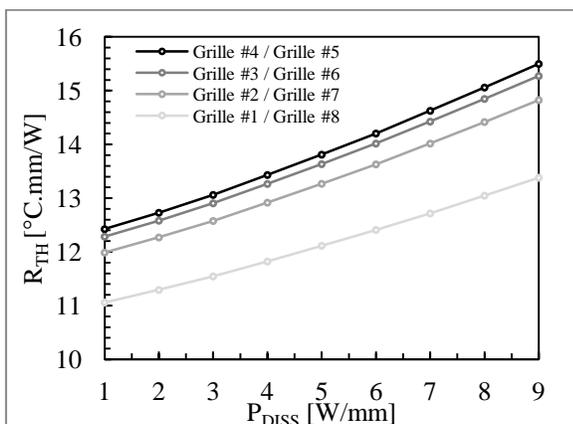


Figure 2.27: Résistance thermique au niveau de chaque grille, à différentes P_{DISS} et à $T_{Ref}=50\text{ °C}$.

Grilles		Résistance thermique [°C.mm/W]				
P_{DISS} [W/mm]		1	3	5	7	9
#4	#5	12,4	13,1	13,8	14,6	15,5
#3	#6	12,3	12,9	13,6	14,4	15,3
#2	#7	12,0	12,6	13,3	14,0	14,8
#1	#8	11,1	11,5	12,1	12,7	13,4

Tableau 2.5: Résistance thermique extraite pour chaque grille à $P_{DISS} = 1,3,5,7$ et 9 W/mm et à $T_{Ref} = 50\text{ °C}$.

Les courbes sur la figure 2.27 et les valeurs de résistance thermique regroupées dans le tableau 2.5 montrent d'une part une différence de résistance thermique entre chaque grille : à $P_{DISS} = 9 \text{ W/mm}$, la résistance thermique est de $15,5 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{mm/W}$ et de $13,4 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{mm/W}$ pour les grilles localisées respectivement au centre et en périphérie du transistor. A l'origine de cet écart, le couplage thermique entre chaque grille, qui conduit donc à une différence de résistance thermique de $2,1 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{mm/W}$ entre les grilles centrales et externes. Ce phénomène est illustré sur la figure 2.28 et sur la figure 2.29.

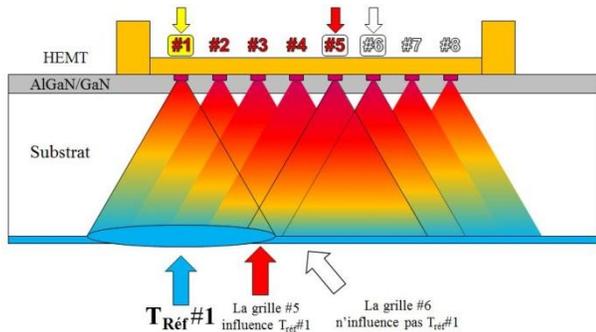


Figure 2.28: Illustration du couplage thermique sur la grille #1 en périphérie d'un transistor 8 grilles.

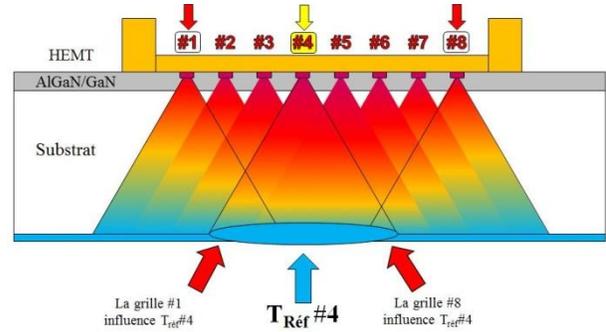


Figure 2.29 : Illustration du couplage thermique sur la grille #4 au centre d'un transistor 8 grilles.

La figure 2.28 et la figure 2.29 nous montrent la différence de couplage thermique entre l'une des grilles en périphérie (#1) et l'une des grilles au centre du transistor (#4), à partir du modèle simplifié des cônes de diffusion thermique. Sur la figure 2.28, l'influence des grilles voisines sur la dissipation thermique au niveau du cône de diffusion de la grille #1 se limite aux grilles #2 à #5, alors que sur la figure 2.29 toutes les grilles influent sur ce cône de diffusion thermique de la grille #4. La résistance thermique de la grille #1 est égale à la somme de la résistance thermique d'une grille isolée et d'une contribution des grilles #2 à #5. La résistance thermique de la grille #4, plus élevée, est égale à la somme de la résistance thermique d'une grille isolée et d'une contribution de l'ensemble des autres grilles.

D'autre part, sur la figure 2.27, on constate une augmentation de la résistance thermique en fonction de la densité de puissance dissipée. En effet, sur les différentes valeurs regroupées dans le tableau 2.5, on trouve un écart de $2,3$ à $3,1 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{mm/W}$, selon la grille, entre la résistance thermique calculée à $P_{DISS}=1 \text{ W/mm}$ et $P_{DISS}=9 \text{ W/mm}$. La cause de cette différence de résistance thermique est la non-linéarité de la conductivité thermique des matériaux GaN et SiC avec la température: à $P_{DISS} = 9 \text{ W/mm}$, la température des différents matériaux sera plus élevée qu'à 1 W/mm , la conductivité thermique de ces matériaux sera donc plus faible à 9W/mm et la résistance thermique sera plus élevée.

2.3.1.2 Influence de la température de fond de puce

La non-linéarité de la conductivité thermique des matériaux avec la température implique une variation de la résistance thermique en fonction de la température. Pour quantifier l'influence de cet effet sur la résistance thermique des composants, nous avons réalisé plusieurs simulations thermiques sur un HEMT GH25 $8 \times 125 \mu\text{m}$, à différentes températures de référence $T_{\text{Réf}}$, au niveau des grilles au centre et en périphérie du transistor. La figure 2.30 et la figure 2.31 présentent les résultats obtenus pour des valeurs de $T_{\text{Réf}}$ comprises entre $25 \text{ }^\circ\text{C}$ et $200 \text{ }^\circ\text{C}$. Ces courbes montrent une augmentation plus importante de la température, à même P_{DISS} , entre $T_{\text{Réf}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ et $T_{\text{Réf}} = 200 \text{ }^\circ\text{C}$.

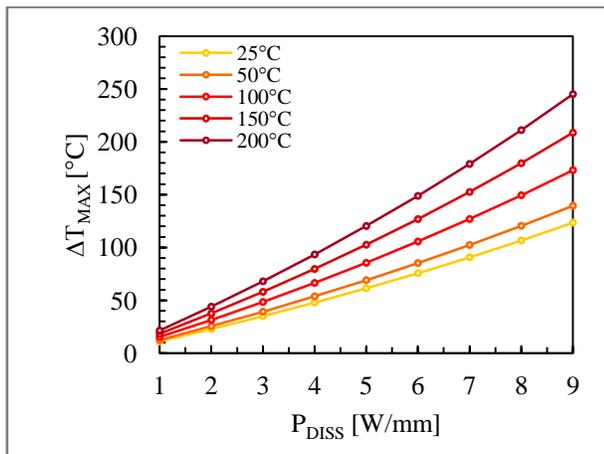


Figure 2.30: Élévation de température maximale au niveau des grilles au centre du transistor, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 25, 50, 100, 150$ et $200 \text{ }^\circ\text{C}$.

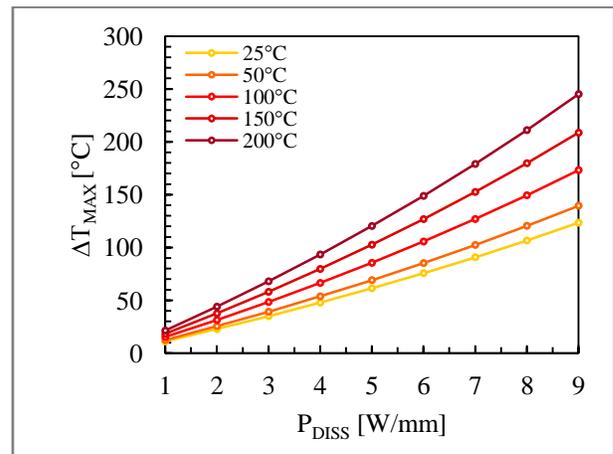


Figure 2.31: Élévation de température maximale au niveau des grilles en périphérie du transistor, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 25, 50, 100, 150$ et $200 \text{ }^\circ\text{C}$.

La résistance thermique au niveau des grilles au centre et en périphérie du transistor a ensuite été calculée pour chaque densité de puissance dissipée et pour chaque température de fond de puce. Les résultats sont représentés sur la figure 2.32 et sur la figure 2.33. Le tableau 2.6 et le tableau 2.7 regroupent ces valeurs calculées pour plusieurs densités de puissance dissipée.

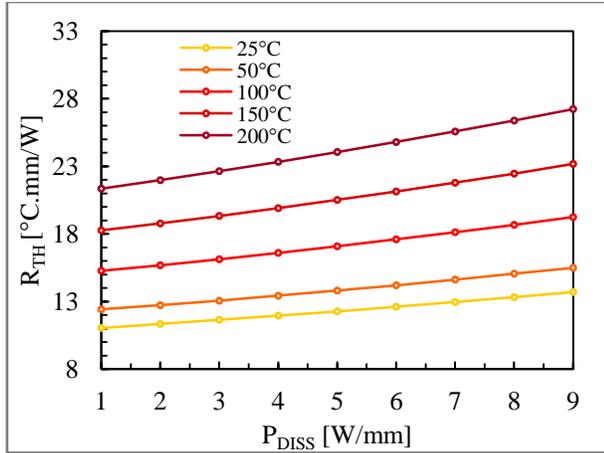


Figure 2.32: Résistance thermique au niveau des grilles au centre du transistor, à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 25, 50, 100, 150$ et 200 °C.

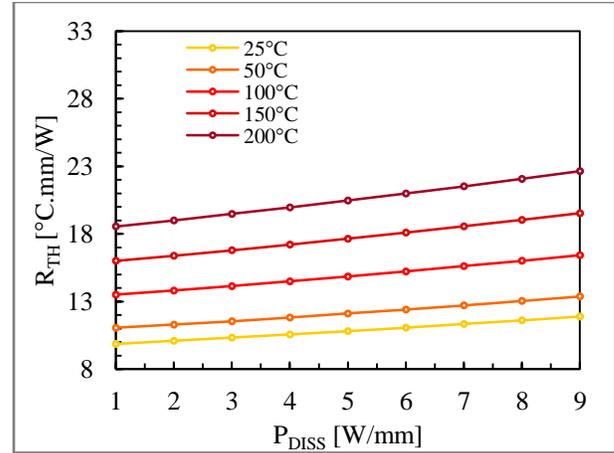


Figure 2.33: Résistance thermique au niveau des grilles en périphérie du transistor, à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 25, 50, 100, 150$ et 200 °C.

$T_{Réf}$	Résistance thermique [°C.mm/W]				
P_{DISS} [W/mm]	1	3	5	7	9
25°C	11,1	11,7	12,3	13,0	13,7
50°C	12,4	13,1	13,8	14,6	15,5
100°C	15,2	16,1	17,1	18,1	19,2
150°C	18,3	19,3	20,5	21,8	23,2
200°C	21,4	22,6	24,1	25,6	27,2

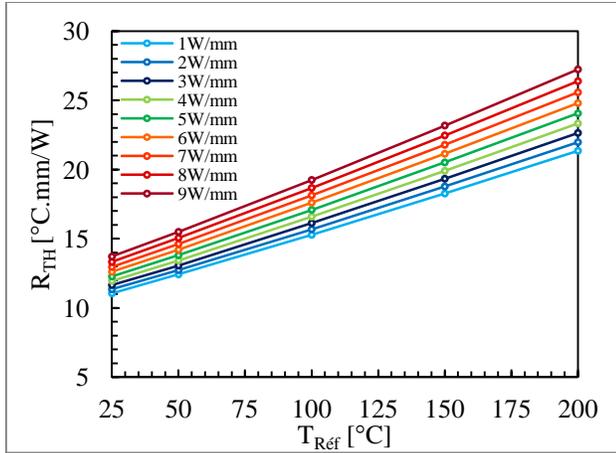
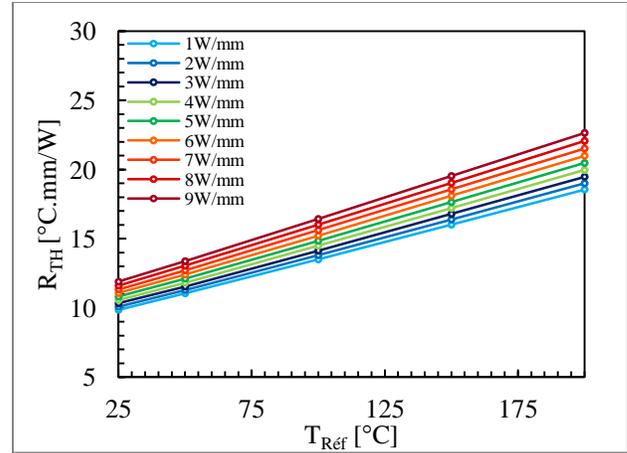
Tableau 2.6: Résistance thermique extraite au niveau des grille au centre du transistor, pour chaque $T_{Réf}$, à $P_{DISS}=1,3,5,7$ et 9 W/mm.

$T_{Réf}$	Résistance thermique [°C.mm/W]				
P_{DISS} [W/mm]	1	3	5	7	9
25°C	9,9	10,3	10,8	11,3	11,9
50°C	11,1	11,5	12,1	12,7	13,4
100°C	13,5	14,1	14,9	15,6	16,4
150°C	16,0	16,8	17,6	18,6	19,5
200°C	18,6	19,5	20,5	21,5	22,6

Tableau 2.7: Résistance thermique extraite au niveau des grille en périphérie du transistor, pour chaque $T_{Réf}$, à $P_{DISS}=1,3,5,7$ et 9 W/mm.

Les courbes sur la figure 2.32 et sur la figure 2.33 montrent une variation de la résistance thermique en fonction de la température au niveau des grilles du centre et des grilles externes. La tendance observée est la même dans les 2 cas : la résistance thermique augmente avec la température.

A partir de ces courbes et des valeurs de résistance thermique regroupées dans le Tableau 2.6 et le Tableau 2.7, nous avons représenté, sur la figure 2.34 et sur la figure 2.35, la résistance thermique en fonction de la température de référence.


 Figure 2.34: Résistance thermique au niveau des grilles au centre du transistor en fonction de $T_{Réf}$.

 Figure 2.35: Résistance thermique au niveau des grilles en périphérie du transistor en fonction de $T_{Réf}$.

A partir de ces courbes, nous avons extrait pour chaque densité de puissance dissipée, l'équation qui permet de calculer l'influence de la température de fond de puce, sur la résistance thermique. Ces équations sont regroupées dans le tableau 2.10 et le tableau 2.11.

P_{DISS} [W/mm]	Résistance thermique [°C.mm/W]
1	$R_{TH} = 2 \times 10^{-5} \times (T_{Réf})^2 + 0,05 \times T_{Réf} + 9,7$
3	$R_{TH} = 3 \times 10^{-5} \times (T_{Réf})^2 + 0,06 \times T_{Réf} + 10,2$
5	$R_{TH} = 3 \times 10^{-5} \times (T_{Réf})^2 + 0,06 \times T_{Réf} + 10,7$
7	$R_{TH} = 3 \times 10^{-5} \times (T_{Réf})^2 + 0,07 \times T_{Réf} + 11,3$
9	$R_{TH} = 3 \times 10^{-5} \times (T_{Réf})^2 + 0,07 \times T_{Réf} + 11,9$

 Tableau 2.8: $R_{TH} = f(T_{Réf})$ au niveau des grilles au centre du transistor, à différentes P_{DISS} .

P_{DISS} [W/mm]	Résistance thermique [°C.mm/W]
1	$R_{TH} = 1 \times 10^{-5} \times (T_{Réf})^2 + 0,05 \times T_{Réf} + 8,7$
3	$R_{TH} = 1 \times 10^{-5} \times (T_{Réf})^2 + 0,05 \times T_{Réf} + 9,1$
5	$R_{TH} = 1 \times 10^{-5} \times (T_{Réf})^2 + 0,05 \times T_{Réf} + 9,5$
7	$R_{TH} = 1 \times 10^{-5} \times (T_{Réf})^2 + 0,06 \times T_{Réf} + 9,9$
9	$R_{TH} = 9 \times 10^{-6} \times (T_{Réf})^2 + 0,06 \times T_{Réf} + 10,4$

 Tableau 2.9: $R_{TH} = f(T_{Réf})$ au niveau des grilles en périphérie du transistor, à différentes P_{DISS} .

2.3.1.3 Impact de la résistance thermique d'interface

La particularité de la croissance du GaN réside dans l'utilisation de couches d'adaptation avant de faire croître le GaN sur le substrat SiC. Nous avons vu en chapitre 1 que cette couche de nucléation a pour effet de relâcher les contraintes dans le GaN. Les défauts sont alors concentrés dans cette couche tampon, d'une épaisseur de quelques dizaines de nanomètres. Les propriétés thermiques de cette couche

sont de mauvaise qualité, compte tenu du nombre important de défauts (limitant la propagation des phonons). Cette couche porte le nom de TBR, pour Thermal Boundary Resistance (ou résistance thermique d'interface).

Pour quantifier l'impact de cette couche de nucléation sur la résistance thermique, nous avons réalisé un modèle thermique sans cette couche de nucléation. A l'aide de ce modèle et des résultats du modèle GH25 8x125 μm de référence, nous avons comparé le gradient de température dans les différentes couches du matériau, à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$ et $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$. Les résultats de simulations sont représentés sur la figure 2.36. La figure 2.37 représente l'augmentation de température au niveau des grilles au centre du transistor, en fonction de la densité de puissance dissipée, à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$. Sur ces 2 figures, la courbe de couleur noire représente les résultats issus de l'empilement où la résistance thermique d'interface est prise en compte, celle de couleur grise correspond aux résultats du modèle thermique sans cette TBR.

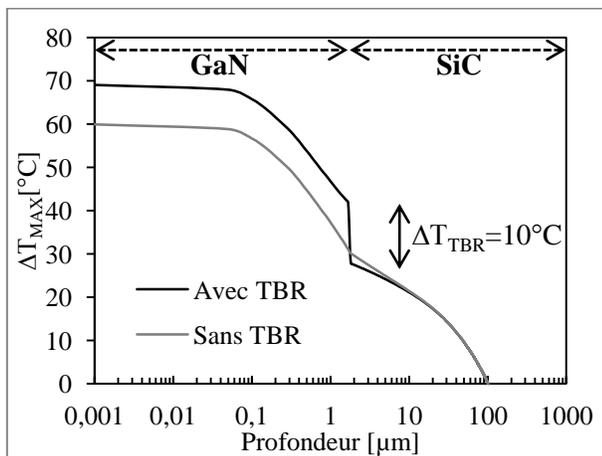


Figure 2.36: Gradient de température avec et sans TBR, au niveau des grilles au centre du transistor, à $P_{\text{DISS}}=5\text{W/mm}$ et à $T_{\text{Réf}}=50 \text{ }^\circ\text{C}$.

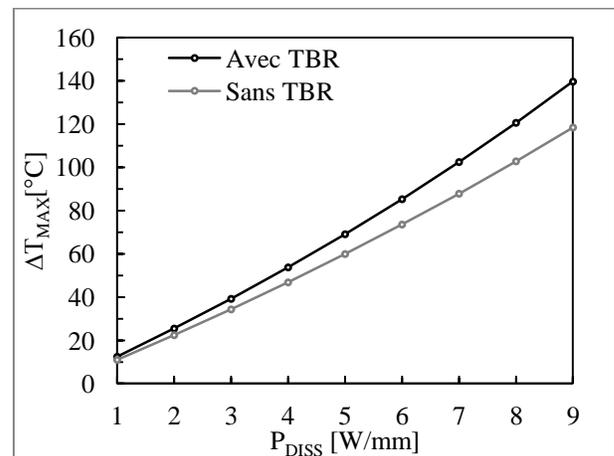


Figure 2.37: Élévation de température maximale au niveau des grilles au centre du transistor, sans et avec TBR, à différente P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}}=50 \text{ }^\circ\text{C}$.

Sur la courbe de couleur noire de la figure 2.36, nous observons que la résistance thermique de l'interface GaN/SiC induit une élévation de température proche de $10 \text{ }^\circ\text{C}$. Comme le montre la courbe de couleur grise, aucune élévation de température n'est observée lorsque cette résistance d'interface est absente. Cet écart de température se retrouve au niveau de la température maximale, avec un ΔT_{MAX} respectif de $70 \text{ }^\circ\text{C}$ avec TBR et $60 \text{ }^\circ\text{C}$ sans TBR. Cet écart de $10 \text{ }^\circ\text{C}$, pour une densité de puissance dissipée de 5 W/mm , correspond à une résistance thermique supplémentaire de $2 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{mm/W}$. Cette résistance thermique additionnelle se retrouve sur la figure 2.38 représentant la résistance thermique en fonction de la densité de puissance dissipée pour les deux situations simulées et dans le Tableau 2.10

regroupant les valeurs de résistance thermique pour plusieurs densités de puissance dissipée. En effet la résistance thermique de la puce passe de $12 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$ sans TBR à une résistance de $13,8 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$ avec TBR, à $P_{\text{DISS}}=5\text{W}/\text{mm}$. Il est donc impératif de prendre en compte cette TBR pour ne pas sous-estimer la température de canal des transistors.

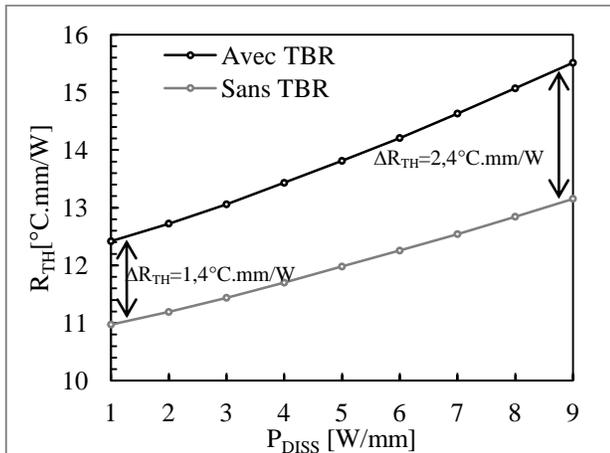


Figure 2.38: Résistance thermique au niveau des grilles au centre du transistor, sans et avec TBR, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$.

Résistance thermique [°C.mm/W]					
P_{DISS} [W/mm]	1	3	5	7	9
Avec TBR	12,4	13,1	13,8	14,6	15,5
Sans TBR	11,0	11,4	12,0	12,5	13,2

Tableau 2.10: Résistance thermique extraite au niveau des grilles au centre du transistor, sans et avec TBR, à $P_{\text{DISS}} = 1,3,5,7$ et $9 \text{ W}/\text{mm}$ et $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$.

2.3.1.4 Influence du substrat

Différents substrats existent ou sont à l'étude pour la filière GaN [13, 19, 20]. Pour quantifier leur impact, sur la résistance thermique des transistors GaN, nous avons comparé l'élévation de température maximale pour différents substrats hôte : saphir, silicium, nitrure de gallium, carbure de silicium et diamant. Les valeurs de conductivité thermique (non-linéaires en fonction de la température) des différents substrats sont indiquées dans le tableau 1.4 présenté dans le chapitre 1. De plus, Sarua et al. ont estimé la conductivité thermique des TBR propres à chacun de ces substrats, à partir de mesures Raman [13]. Dans les différents modèles, ces valeurs de TBR ont été prises en compte. L'augmentation de température et la résistance thermique pour chaque substrat sont présentées respectivement sur la figure 2.39 et sur la figure 2.40.

A partir des courbes obtenues par simulation, nous avons extrait les résistances thermiques équivalentes à différentes densités de puissance dissipée. Les données sont regroupées dans le tableau 2.11.

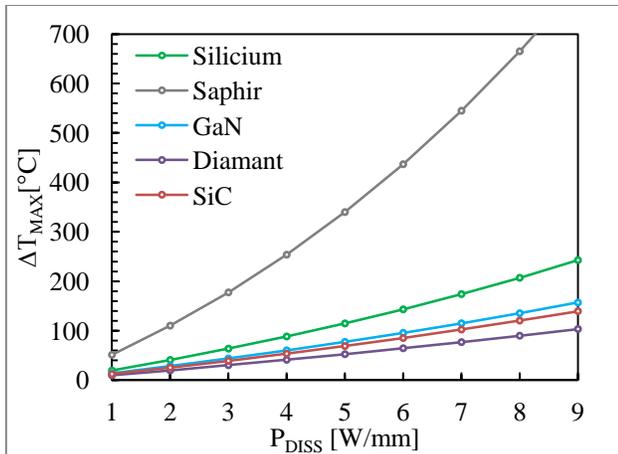


Figure 2.39: Élévation de température maximale au niveau des grilles au centre du transistor, pour différents substrats, à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50$ °C.

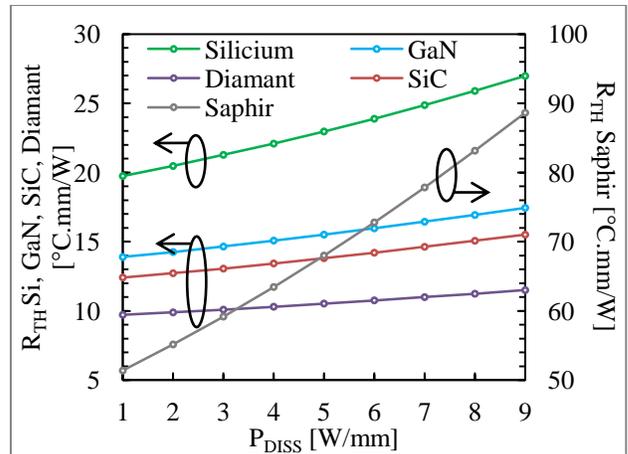


Figure 2.40: Résistance thermique au niveau des grilles au centre du transistor, pour différents substrats, à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50$ °C.

Substrat	Résistance thermique [°C.mm/W]					
	P_{DISS} [W/mm]	1	3	5	7	9
Saphir		51,4	59,2	68,0	77,8	88,6
Silicium		19,7	21,3	23,0	24,9	27,0
GaN		13,9	14,7	15,5	16,4	17,4
Diamant		9,7	10,1	10,5	11,0	11,5
SiC		12,4	13,1	13,8	14,6	15,5

Tableau 2.11: Résistances thermiques extraites, au niveau des grilles au centre, pour différent substrat, à $P_{DISS} = 1,3,5,7$ et 9 W/mm et $T_{Réf} = 50$ °C.

Les résultats montrent une résistance thermique plus de 4 fois plus élevée pour une structure sur substrat saphir et près de 2 fois plus élevée pour une structure sur silicium par rapport à un HEMT sur substrat SiC.

La différence de résistance thermique extraite entre un HEMT sur substrat GaN et un HEMT sur SiC est d'environ 10%.

Enfin, l'utilisation d'un substrat diamant permettrait quant à lui un gain potentiel autour de 3°C.mm/W (soit environ 20%), en mode de fonctionnement DC, par comparaison au substrat SiC.

La Figure 2.41 représente l'influence de la conductivité thermique du substrat sur la résistance thermique, à différentes densités de puissance dissipée. Ces courbes montrent que l'influence de la conductivité du substrat sur la résistance thermique prend la forme d'une courbe exponentielle décroissante.

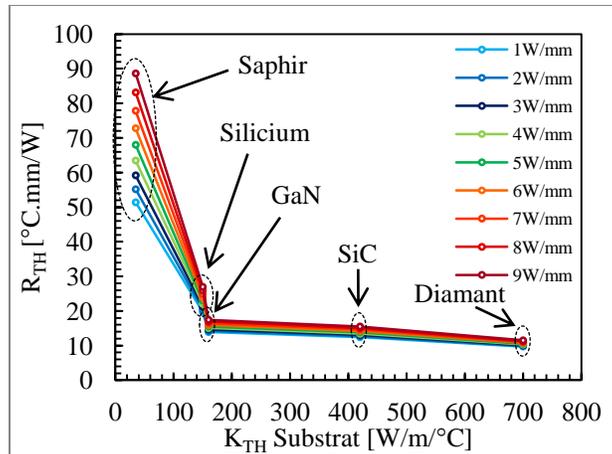


Figure 2.41: Résistance thermique en fonction de la conductivité thermique du substrat, à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50$ °C.

Les courbes sur la figure 2.41 nous montrent que l'utilisation du substrat en SiC a permis d'améliorer significativement la thermique des composants GaN par rapport au substrat saphir. Compte tenu des faibles résistances thermiques des composants GaN actuels sur substrat en SiC, l'utilisation du diamant serait certes non négligeable sur la diminution de la température dans les composants, mais beaucoup moins important que lors du passage du saphir vers le SiC.

2.3.1.5 Influence de la passivation

La passivation permet d'améliorer les performances électriques des composants GaN, en réduisant les effets de pièges en surface [21, 22]. Ce dépôt de diélectrique a un impact non négligeable sur la thermique du composant. Pour le quantifier, nous avons comparé des simulations réalisées avec différentes passivations de 400 nm d'épaisseur : du BCB, du SiO_2 , du Si_3N_4 (passivation utilisée dans les HEMT GH25), de l'AlN et du diamant. La figure 2.42 présente les différents modèles utilisés pour cette étude. Les conductivités thermiques de ces différentes passivations sont regroupées dans le tableau 2.12.

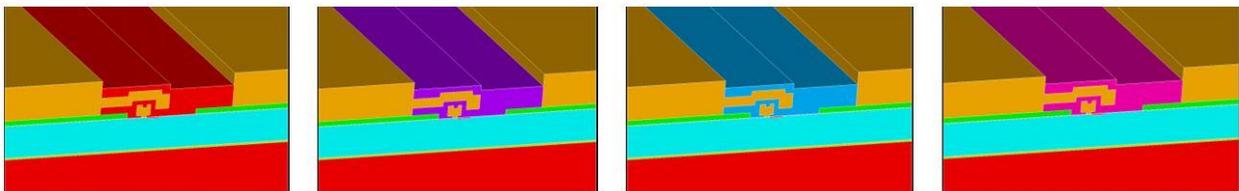
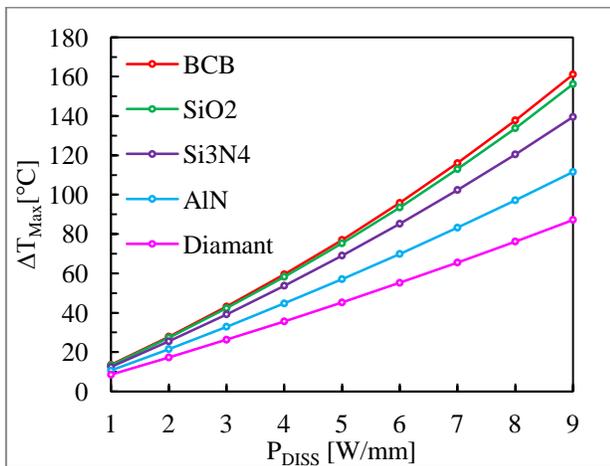
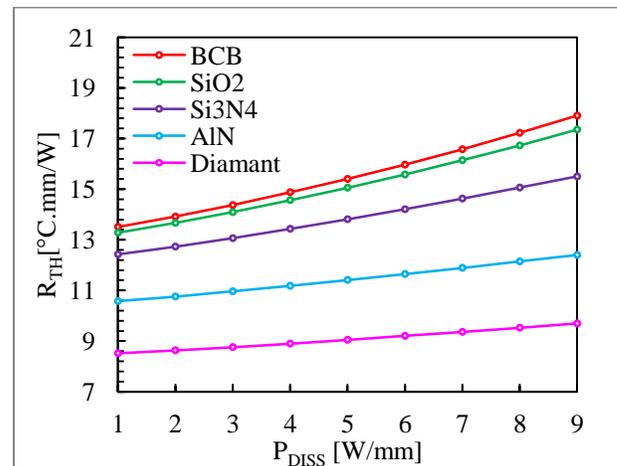


Figure 2.42: Modèles HEMT GH25 8×125 μm avec différentes passivations.

Passivation	K_{TH} [W/m/K]
BCB	0,1
SiO ₂	1
Si₃N₄	10
AlN	100
Diamant	1000

Tableau 2.12: Conductivité thermique des différentes passivations modélisées

Les courbes sur la figure 2.43 présentent l'augmentation de température extraite au niveau des grilles au centre du transistor, dans chaque configuration, à différentes densités de puissance dissipée et à $T_{Réf} = 50$ °C. A partir de ces courbes, la résistance thermique pour chaque passivation a été calculée et est représentée sur la figure 2.44. Les valeurs sont regroupées dans le tableau 2.13.


 Figure 2.43: Élévation de température maximale au niveau des grilles au centre du transistor, pour différentes passivations, à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50$ °C.

 Figure 2.44: Résistance thermique au niveau des grilles au centre du transistor, pour différent substrat, pour différentes passivations, à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50$ °C.

Passivation	Résistance thermique [°C.mm/W]					
	P_{DISS} [W/mm]	1	3	5	7	9
BCB		13,5	14,4	15,4	16,6	17,9
SiO ₂		13,3	14,1	15,1	16,1	17,4
Si₃N₄		12,4	13,1	13,8	14,6	15,5
AlN		10,6	11,0	11,4	11,9	12,4
Diamant		8,5	8,8	9,0	9,4	9,7

 Tableau 2.13: Résistances thermiques extraites, au niveau des grilles au centre, pour différentes passivations, à $P_{DISS} = 1,3,5,7$ et 9 W/mm et $T_{Réf} = 50$ °C.

Les courbes de la figure 2.44 nous montrent l'importance de la passivation d'un point de vue thermique et l'intérêt d'utiliser une passivation à base d'AlN ou de diamant. La figure 2.45 représente la

résistance thermique du transistor en fonction de la conductivité thermique de la passivation. Ces courbes montrent une forte diminution de la résistance thermique, jusqu'à 20 % dans le cas de l'utilisation d'une passivation à base d'AlN et jusqu'à 40 % dans le cas d'une passivation en diamant, par rapport aux composants actuels avec une passivation à base de SiN. D'ailleurs, certains travaux s'intéressent à l'utilisation de passivation à forte conductivité thermique à base d'AlN [23].

Cependant, les transistors GaN sont sujets aux effets de pièges liés à l'état de surface. Le dépôt de ces passivations à base d'AlN ou de diamant au niveau des surfaces libres des composants GaN est aujourd'hui non maîtrisé. En les utilisant, nous risquons de dégrader fortement les performances électriques de nos composants.

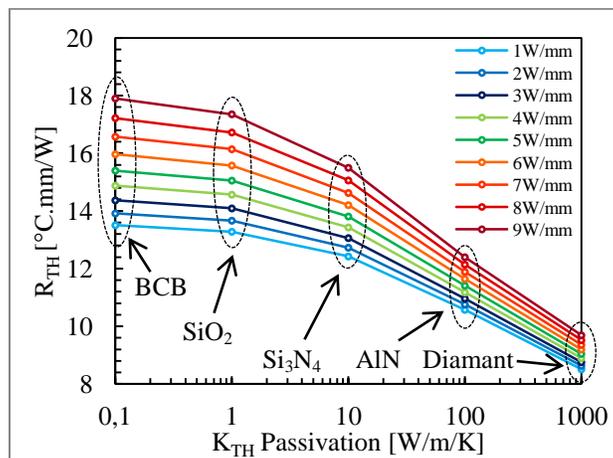


Figure 2.45: Résistance thermique en fonction de la conductivité thermique de la passivation, à différentes P_{DISS} et à $T_{Ref} = 50$ °C.

2.3.1.6 Influence de la topologie du transistor

Les performances en fréquence d'un transistor dépendent de sa topologie, et le nombre et la largeur des grilles (notés respectivement N_G et W_G) déterminent la fréquence de transition et la puissance de sortie des composants. L'idéal serait d'avoir un nombre de grilles le plus petit possible pour éviter tout déphasage parasite entre les différentes grilles lors de la recombinaison du signal en sortie. D'autre part, les besoins en puissance nécessitent d'avoir un développement total du transistor qui soit le plus grand possible. Il y a donc un compromis à trouver entre largeur de grille, nombre de grilles et développement total du transistor $Z = N_G \times W_G$. C'est d'ailleurs pourquoi les concepteurs d'amplificateurs de puissance définissent une structure à plusieurs étages, où chaque étage est lui-même composé de plusieurs transistors.

Pour quantifier l'influence de la topologie sur la résistance thermique du composant, nous avons comparé la résistance thermique de plusieurs topologies. Chaque topologie étudiée est indiquée dans le Tableau 2.14.

<i>W_G fixe / Nombre de grilles N_G variable</i> (§2.3.1.6.1)	<i>Nombre de grilles N_G fixe / W_G variable</i> (§2.3.1.6.2)
2x125µm	8x30µm
4x125µm	8x50µm
8x125µm	8x75µm
16x125µm	8x100µm
32x125µm	8x125µm
64x125µm	8x175µm
	8x250µm

Tableau 2.14 : Présentation des différentes topologies étudiées, à W_G fixe pour N_G variable et à N_G fixe pour W_G variable.

2.3.1.6.1 Influence du nombre de grille

Dans un premier temps nous nous sommes intéressés à l'impact du nombre de grilles sur la résistance thermique du transistor. Dans chaque modèle, les grilles sont de largeur W_G = 125 µm. Pour chaque calcul, nous avons extrait la température des grilles localisées au centre et en périphérie du transistor.

Les courbes des figures 2.46 et 2.47 représentent l'augmentation de température pour les différentes topologies, respectivement au niveau des grilles du centre et des grilles en périphérie du transistor. Le nombre de grilles est variable (N_G = 2, 4, 8, 16, 32 et 64). A partir de ces courbes, les résistances thermiques ont été extraites et sont représentées sur les figures 2.48 et 2.49. Les valeurs sont regroupées dans les tableaux 2.15 et 2.16.

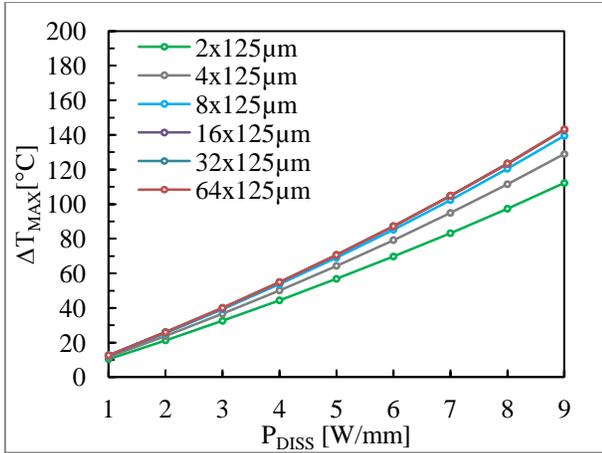


Figure 2.46: Élévation de température maximale au niveau des grilles au centre du transistor, pour $N_G = 2, 4, 8, 16, 32$ et 64 à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50$ °C.

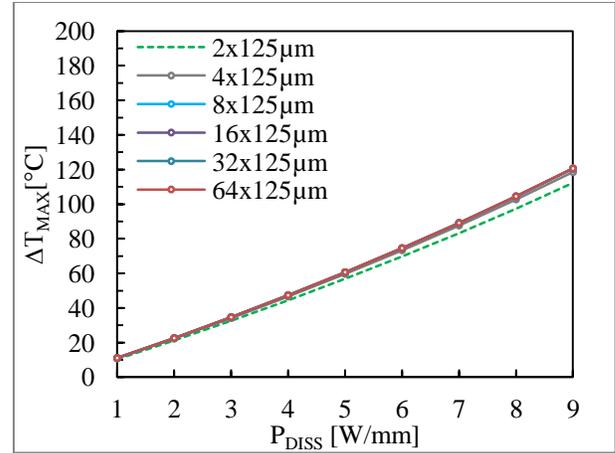


Figure 2.47: Élévation de température maximale au niveau des grilles en périphérie du transistor, pour $N_G = 2, 4, 8, 16, 32$ et 64 à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50$ °C.

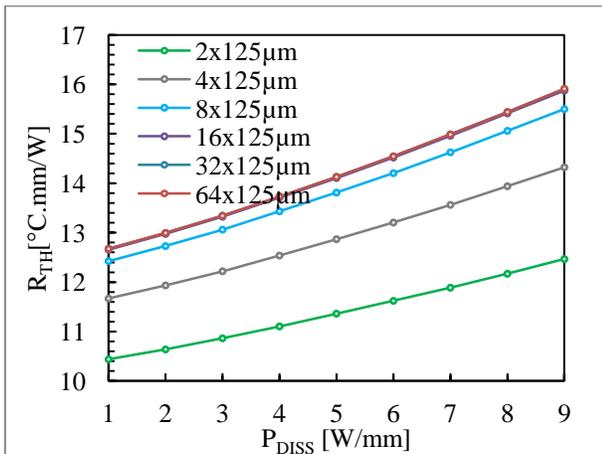


Figure 2.48: Résistance thermique au niveau des grilles au centre du transistor, pour $N_G = 2, 4, 8, 16, 32$ et 64 à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50$ °C.

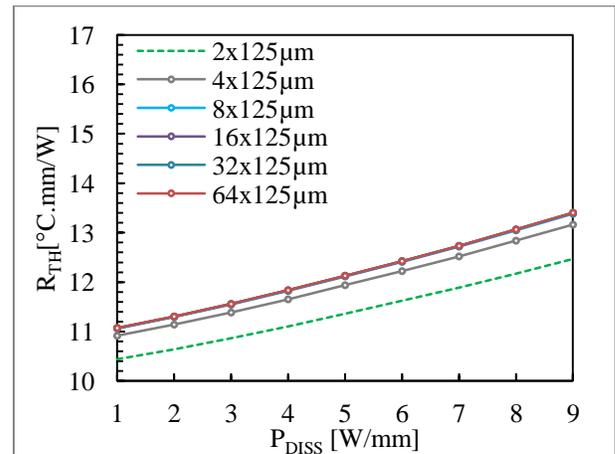


Figure 2.49: Résistance thermique au niveau des grilles en périphérie du transistor, pour $N_G = 2, 4, 8, 16, 32$ et 64 à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50$ °C.

Topologie	Résistance thermique [°C.mm/W]					
	P_{DISS} [W/mm]	1	3	5	7	9
2x125 μm		10,4	10,9	11,4	11,9	12,5
4x125 μm		11,7	12,2	12,9	13,6	14,3
8x125 μm		12,4	13,1	13,8	14,6	15,5
16x125 μm		12,7	13,3	14,1	15,0	15,9
32x125 μm		12,7	13,3	14,1	15,0	15,9
64x125 μm		12,7	13,3	14,1	15,0	15,9

Tableau 2.15 : Résistances thermiques extraites, au niveau des grilles au centre, pour $N_G = 2, 4, 8, 16, 32$ et 64 à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50$ °C.

Topologie	Résistance thermique [°C.mm/W]					
	P_{DISS} [W/mm]	1	3	5	7	9
2x125 μm		10,4	10,9	11,4	11,9	12,5
4x125 μm		10,9	11,4	11,9	12,5	13,2
8x125 μm		11,1	11,6	12,1	12,7	13,4
16x125 μm		11,1	11,6	12,1	12,7	13,4
32x125 μm		11,1	11,6	12,1	12,7	13,4
64x125 μm		11,1	11,6	12,1	12,7	13,4

Tableau 2.16: Résistances thermiques extraites, au niveau des grilles en périphérie, pour $N_G = 2, 4, 8, 16, 32$ et 64 à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50$ °C.

Les courbes représentées sur la figure 2.48 et les valeurs regroupées dans le tableau 2.15 nous montrent qu'au-delà de 16 grilles, la résistance thermique de nos composants, au niveau des grilles au centre, ne varie plus et vaut $14,1 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$ à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W}/\text{mm}$. Sur la figure 2.49 et dans le tableau 2.16, le même comportement apparaît au niveau des grilles en périphérie au-delà de 8 grilles et la résistance thermique vaut alors $12,1 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$ pour la même densité de puissance dissipée.

Sur les figures 2.50 et 2.51, la représentation de la résistance thermique en fonction du nombre de grilles, en échelle semi-logarithmique, nous permet d'observer que plus le nombre de grilles se réduit, plus la résistance thermique diminue. Ce résultat montre que l'influence du couplage thermique est de plus en plus importante sur la résistance thermique, jusqu'à atteindre une valeur limite (dans notre cas 16 grilles au niveau des grilles au centre et 8 grilles au niveau des grilles en périphérie du transistor) au-delà de laquelle l'ajout de grilles supplémentaire n'aura pas d'impact sur la résistance thermique maximale, au centre du transistor, comme illustré sur la figure 2.52 (dans ce schéma, le couplage thermique limite est atteint pour 9 grilles). Cette conclusion n'est toutefois valable que dans notre empilement particulier, avec une épaisseur de substrat de $100 \text{ }\mu\text{m}$ et avec un pitch de grille de $40 \text{ }\mu\text{m}$. Modifier ces dimensions changerait le nombre maximal de grilles au-delà duquel la valeur de la résistance thermique atteint une valeur limite.

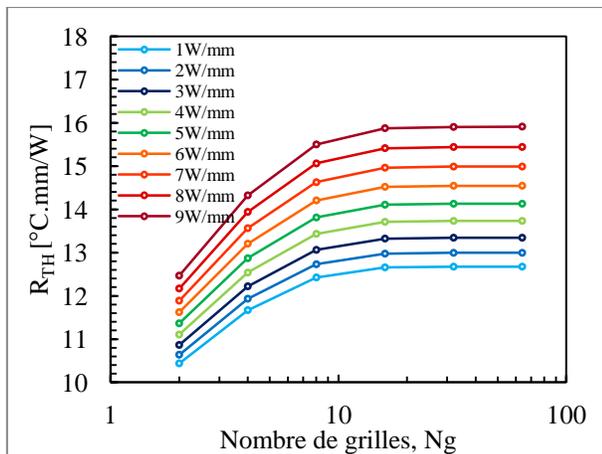


Figure 2.50: Résistance thermique, au niveau des grilles au centre du transistor, en fonction de N_G , à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$.

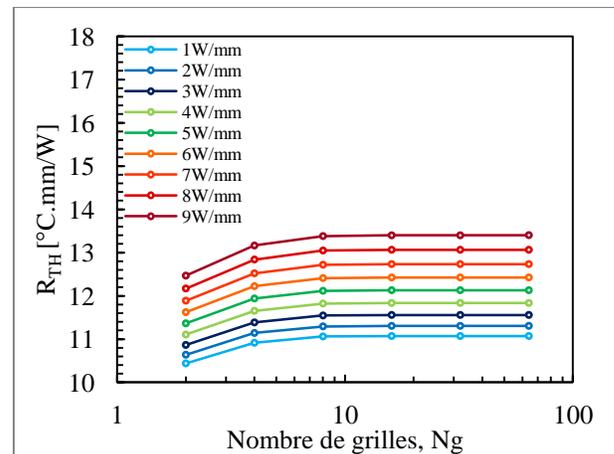


Figure 2.51: Résistance thermique, au niveau des grilles en périphérie du transistor, en fonction de N_G , à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$.

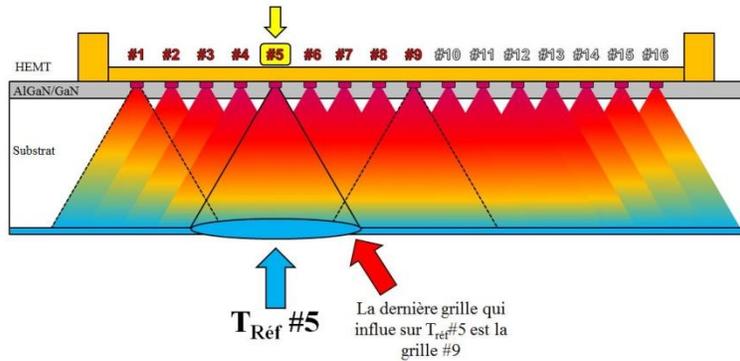


Figure 2.52: Illustration du phénomène de couplage thermique limite sur un transistor multi-grilles.

Ce résultat montre que si on est capable de maintenir une température en fond de puce uniforme, on peut limiter le phénomène de couplage entre grilles. En pratique pour maintenir une température en fond de puce uniforme, il faudrait pouvoir amener une source froide au plus près de la puce et il faudrait que cette source soit capable de dissiper la totalité du flux de chaleur généré par chaque point chaud du composant.

2.3.1.6.2 Influence de la largeur de grille

Dans un second temps nous nous sommes intéressés à l'impact de la largeur de grille W_G sur l'augmentation de température du transistor. Le nombre de grilles N_G est fixé à 8, et correspond à une topologie classique en bande X.

Les courbes sur les figures 2.53 et 2.54 présentent les résultats de simulation de la température maximale du HEMT en fonction de la densité de puissance dissipée, respectivement au niveau des grilles au centre et en périphérie du transistor, pour différentes largeurs de grille W_G comprises entre $30\ \mu\text{m}$ et $250\ \mu\text{m}$. A partir de ces résultats, les résistances thermiques ont été extraites et sont représentées sur les figures 2.55 et 2.56. Les valeurs sont également regroupées dans les tableaux 2.17 et 2.18. Ces courbes montrent un impact plus important de la largeur de grille W_G sur la résistance thermique, par rapport à l'impact de N_G . En effet, un écart de résistance thermique de $5,1\ ^\circ\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$ a été calculé entre une largeur de grille $W_G = 30\ \mu\text{m}$ et $W_G = 250\ \mu\text{m}$, à $P_{\text{DISS}} = 5\ \text{W}/\text{mm}$. Dans le paragraphe précédent, cet écart maximal était de $3,5\ ^\circ\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$.

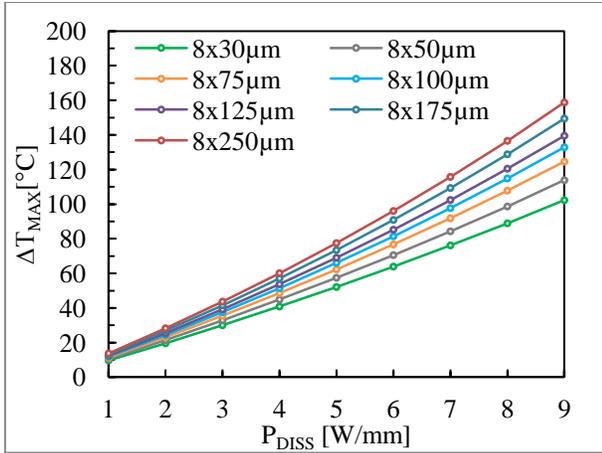


Figure 2.53: Élévation de température maximale au niveau des grilles au centre du transistor, pour $W_G = 30, 50, 75, 100, 125, 175$ et $250 \mu\text{m}$, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

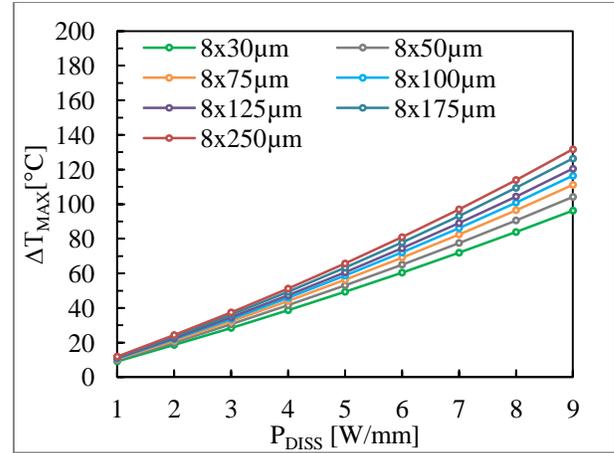


Figure 2.54: Élévation de température maximale au niveau des grilles en périphérie du transistor, pour $W_G = 30, 50, 75, 100, 125, 175$ et $250 \mu\text{m}$, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

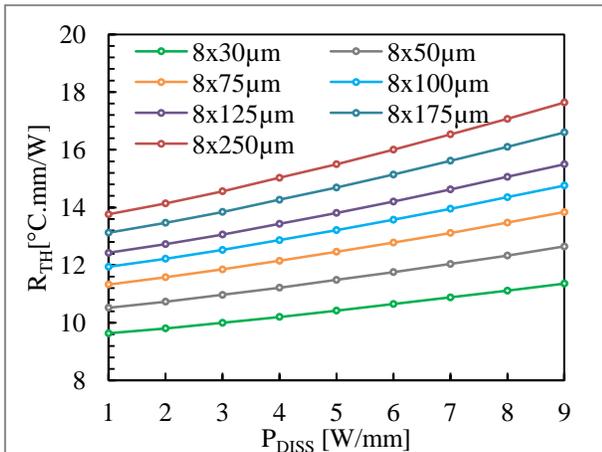


Figure 2.55: Résistance thermique au niveau des grilles au centre du transistor, pour $W_G = 30, 50, 75, 100, 125, 175$ et $250 \mu\text{m}$, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

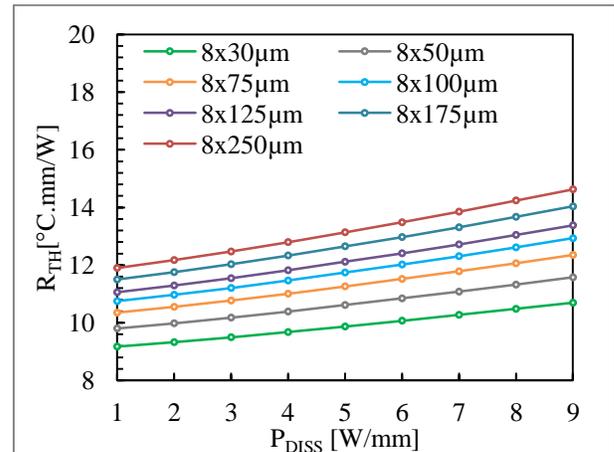


Figure 2.56: Résistance thermique au niveau des grilles en périphérie du transistor, pour $W_G = 30, 50, 75, 100, 125, 175$ et $250 \mu\text{m}$, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

Topologie	Résistance thermique [°C.mm/W]				
P_{DISS} [W/mm]	1	3	5	7	9
8x30 μm	9,6	10,0	10,4	10,9	11,4
8x50 μm	10,5	11,0	11,5	12,0	12,6
8x75 μm	11,3	11,9	12,5	13,1	13,8
8x100 μm	11,9	12,5	13,2	14,0	14,8
8x125 μm	12,4	13,1	13,8	14,6	15,5
8x175 μm	13,1	13,8	14,7	15,6	16,6
8x250 μm	13,8	14,6	15,5	16,5	17,6

Tableau 2.17: Résistances thermiques extraites, au niveau des grilles au centre, pour $W_G = 30, 50, 75, 100, 125, 175$ et $250 \mu\text{m}$, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

Topologie	Résistance thermique [°C.mm/W]				
P_{DISS} [W/mm]	1	3	5	7	9
8x30 μm	9,2	9,5	9,9	10,3	10,7
8x50 μm	9,8	10,2	10,6	11,1	11,6
8x75 μm	10,4	10,8	11,3	11,8	12,4
8x100 μm	10,8	11,2	11,8	12,3	12,9
8x125 μm	11,1	11,6	12,1	12,7	13,4
8x175 μm	11,5	12,0	12,7	13,3	14,0
8x250 μm	11,9	12,5	13,1	13,9	14,6

Tableau 2.18: Résistances thermiques extraites, au niveau des grilles en périphérie, pour $W_G = 30, 50, 75, 100, 125, 175$ et $250 \mu\text{m}$, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

Les courbes des figures 2.57 et 2.58 montrent l'influence de la largeur de grille sur la résistance thermique, au niveau des grilles au centre et en périphérie, pour différentes densités de puissance dissipée. On observe la même tendance que celle observée dans le paragraphe précédent : la résistance thermique augmente avec la largeur de grille, pour atteindre une valeur maximale. Ce comportement est une fois encore la conséquence du couplage thermique, cette fois le long de la grille. Ce phénomène est illustré en figure 2.59.

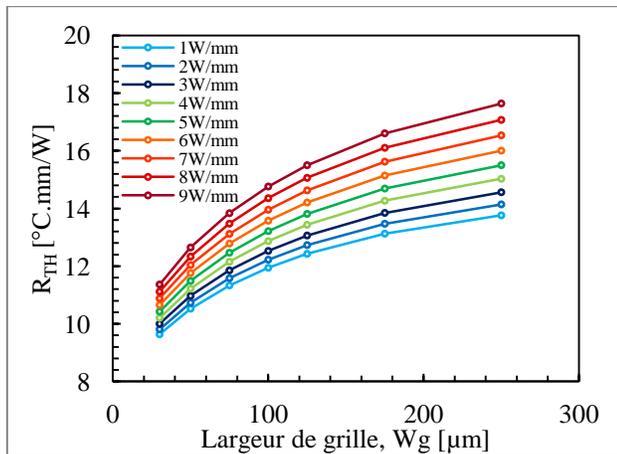


Figure 2.57: Résistance thermique, au niveau des grilles au centre du transistor, en fonction de W_G , à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50$ °C.

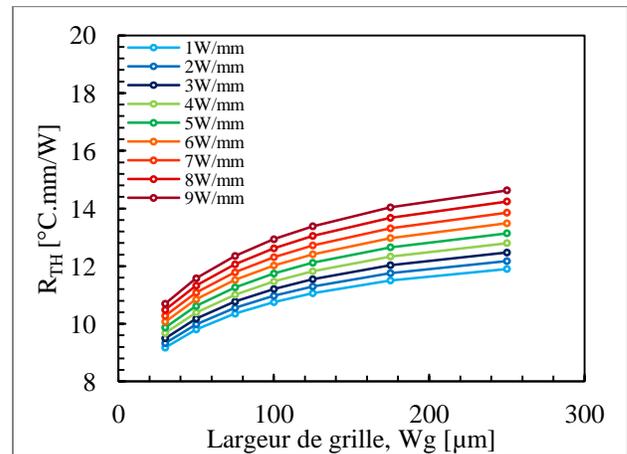


Figure 2.58: Résistance thermique, au niveau des grilles en périphérie du transistor, en fonction de W_G , à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50$ °C.

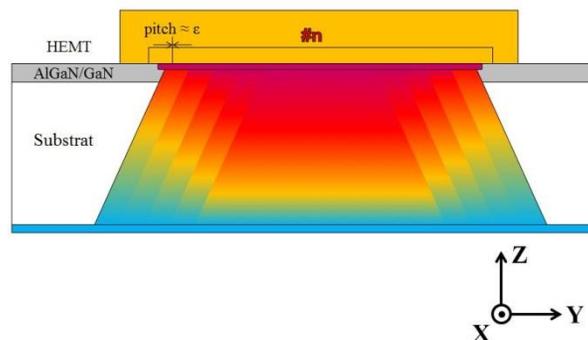


Figure 2.59: Illustration du phénomène de couplage thermique, le long de chaque grille du transistor.

Pour comprendre pourquoi ce couplage thermique est plus important, il suffit de considérer une grille comme une juxtaposition de grilles de petite largeur, avec un pitch quasiment nul entre chaque grille. La distance entre deux points chauds sera nulle, quand elle était de $40 \mu\text{m}$ dans le paragraphe 2.3.1.6.1.

2.3.1.7 Influence du pitch de grille

L'un des paramètres importants de la topologie des transistors de puissance est le pitch de grille. Il représente la distance entre chaque grille. Le pitch définit l'encombrement du transistor. Tout comme le nombre de grilles ou la largeur de grille, le pitch a un impact sur la thermique du composant puisqu'il peut amplifier ou réduire le phénomène de couplage thermique entre grilles, comme illustré sur les figures 2.60 et 2.61.

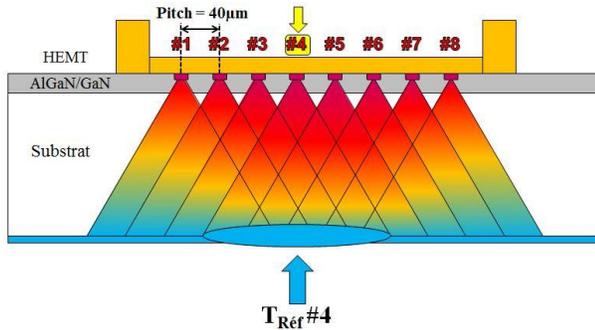


Figure 2.60: Illustration du phénomène de couplage thermique sur une grille au centre du transistor, pour une valeur de pitch de 40 µm.

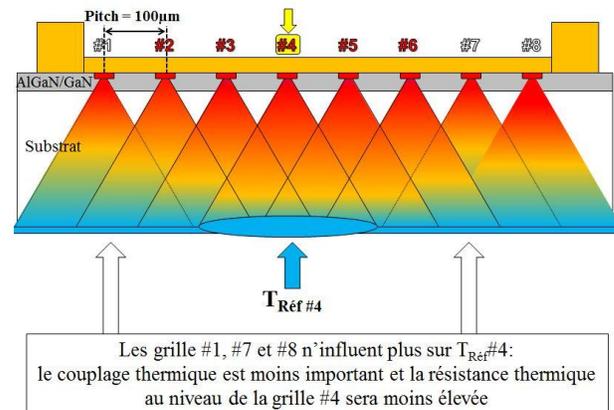


Figure 2.61: Illustration du phénomène de couplage thermique sur une grille au centre du transistor, pour une valeur de pitch de 100 µm.

Nous avons modélisé différents transistors en topologie 8x125 µm pour des valeurs de pitch de grille de 20, 30, 40, 60 et 100 µm, à $T_{Réf} = 50\text{ °C}$. Les résultats sont présentés sur les figures 2.62 et 2.63.

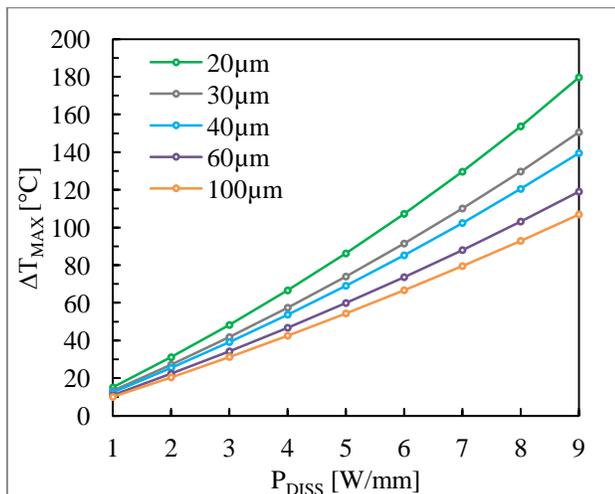


Figure 2.62: Élévation de température maximale au niveau des grilles au centre du transistor, pour un pitch de 20, 30, 40, 60 et 100 µm, à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50\text{ °C}$.

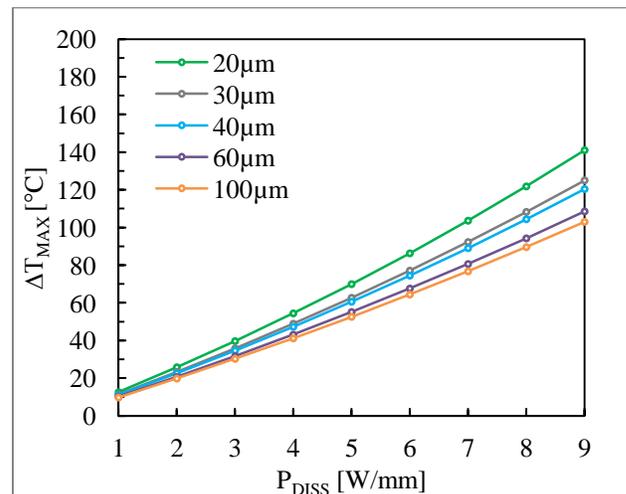


Figure 2.63: Élévation de température maximale au niveau des grilles en périphérie du transistor, pour un pitch de 20, 30, 40, 60 et 100 µm, à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50\text{ °C}$.

Les courbes des figures 2.62 et 2.63 montrent que plus le pitch de grille diminue, plus la température du transistor augmente. En effet, pour un pitch de $100\mu\text{m}$ l'augmentation de température maximale à $P_{\text{DISS}}=5\text{W/mm}$ est de respectivement $\Delta T_{\text{MAX}}=55\text{ }^\circ\text{C}$ et $\Delta T_{\text{MAX}}=53\text{ }^\circ\text{C}$ pour les grilles au centre et les grilles en périphérie. Elle atteint $\Delta T_{\text{MAX}}=86\text{ }^\circ\text{C}$ et $\Delta T_{\text{MAX}}=70\text{ }^\circ\text{C}$ pour un pitch de $20\text{ }\mu\text{m}$. A partir de ces résultats, les résistances thermiques ont été extraites et sont regroupées sur les figures 2.64 et 2.65 et les valeurs sont rassemblées dans les tableaux 2.19 et 2.20. L'évolution de la résistance thermique en fonction du pitch pour les grilles situées au centre du transistor est représentée sur la figure 2.66.

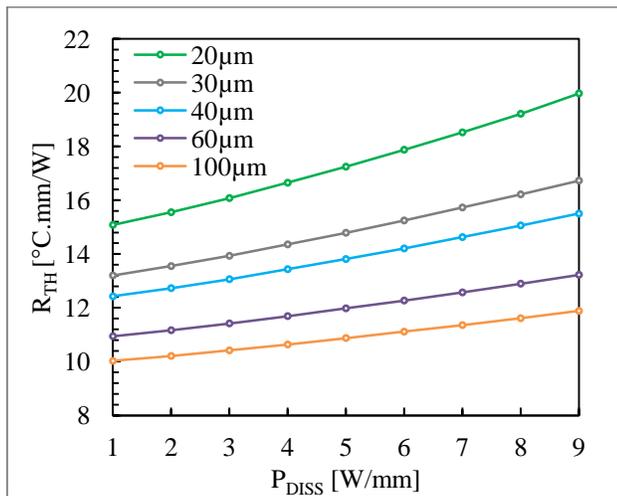


Figure 2.64: Résistance thermique au niveau des grilles au centre du transistor, pour un pitch de 20, 30, 40, 60 et $100\text{ }\mu\text{m}$, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}}=50\text{ }^\circ\text{C}$.

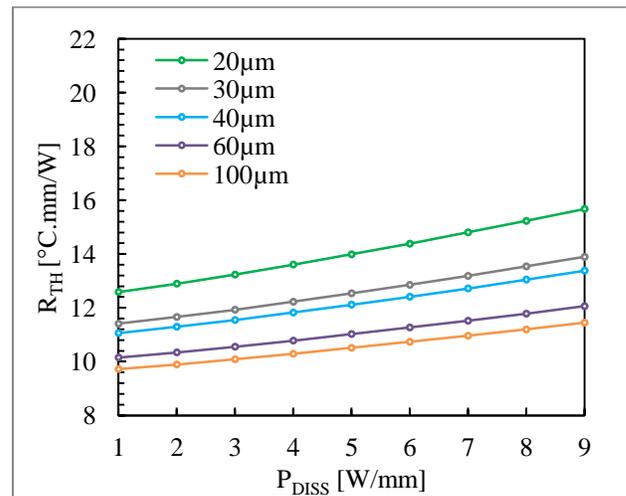


Figure 2.65: Résistance thermique au niveau des grilles en périphérie du transistor, pour un pitch de 20, 30, 40, 60 et $100\text{ }\mu\text{m}$, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}}=50\text{ }^\circ\text{C}$.

Pitch	Résistance thermique [$^\circ\text{C.mm/W}$]					
	P_{DISS} [W/mm]	1	3	5	7	9
20 μm		15,1	16,1	17,2	18,5	20,0
30 μm		13,2	13,9	14,8	15,7	16,7
40 μm		12,4	13,1	13,8	14,6	15,5
60 μm		10,9	11,4	12,0	12,6	13,2
100 μm		10,0	10,4	10,9	11,4	11,9

Tableau 2.19 : Résistances thermiques extraites, au niveau des grilles au centre, pour un pitch de 20, 30, 40, 60 et $100\text{ }\mu\text{m}$, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}}=50\text{ }^\circ\text{C}$.

Pitch	Résistance thermique [$^\circ\text{C.mm/W}$]					
	P_{DISS} [W/mm]	1	3	5	7	9
20 μm		12,6	13,2	14,0	14,8	15,7
30 μm		11,4	11,9	12,5	13,2	13,9
40 μm		11,1	11,5	12,1	12,7	13,4
60 μm		10,2	10,6	11,0	11,5	12,1
100 μm		9,7	10,1	10,5	11,0	11,4

Tableau 2.20: Résistances thermiques extraites, au niveau des grilles en périphérie, pour un pitch de 20, 30, 40, 60 et $100\text{ }\mu\text{m}$, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}}=50\text{ }^\circ\text{C}$.

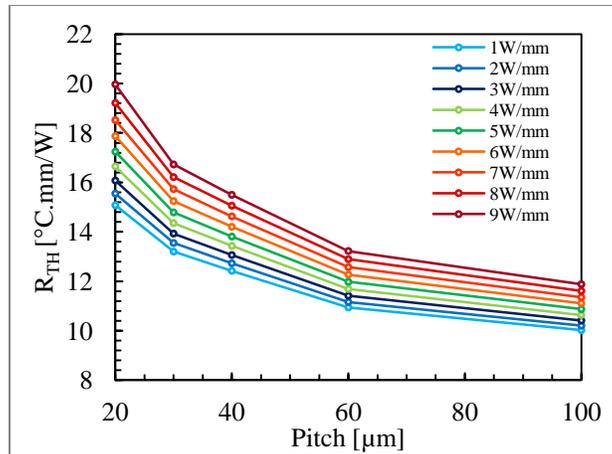


Figure 2.66: Résistance thermique, au niveau des grilles au centre du transistor, en fonction du pitch de grille, à différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50^{\circ}\text{C}$.

Les courbes sur la figure 2.66 montrent que l'influence du pitch de grille sur la résistance thermique prend la forme d'une courbe exponentielle décroissante. Au-delà de 60 μm , la résistance thermique varie peu et diminue de 10 % entre un pitch de 60 μm et de 100 μm . En-deçà, les variations sont plus fortes et passent par exemple de 13,8 $^{\circ}\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$, à $P_{DISS} = 5 \text{ W}/\text{mm}$, avec un pitch de 40 μm , à 17,2 $^{\circ}\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$ lorsque le pitch est de 20 μm , soit une augmentation de résistance thermique de 25 %.

Réduire le pitch permet de diminuer les pertes en sortie de drain, lors de la recombinaison des signaux, de réduire la taille des puces. Mais un pitch trop petit augmente significativement la résistance thermique de la puce. En pratique, pour un fonctionnement en bande X, les designers se limitent à un pitch minimal de 40 μm , ce qui permet d'avoir un bon compromis entre performances électriques et performances thermiques

2.3.1.8 Influence de l'extension de la zone où la puissance est dissipée

Nous avons expliqué au début de ce chapitre que la zone de puissance dissipée est liée aux conditions de polarisation. La taille de cette zone est critique pour la thermique du composant, en particulier pour les technologies à forte densité de puissance comme le GaN. Afin de quantifier l'impact de la taille de cette zone sur la thermique de la puce, nous avons réalisé des simulations pour différentes longueurs de zone de puissance dissipée L_{DISS} , comme illustrée sur la figure 2.67.

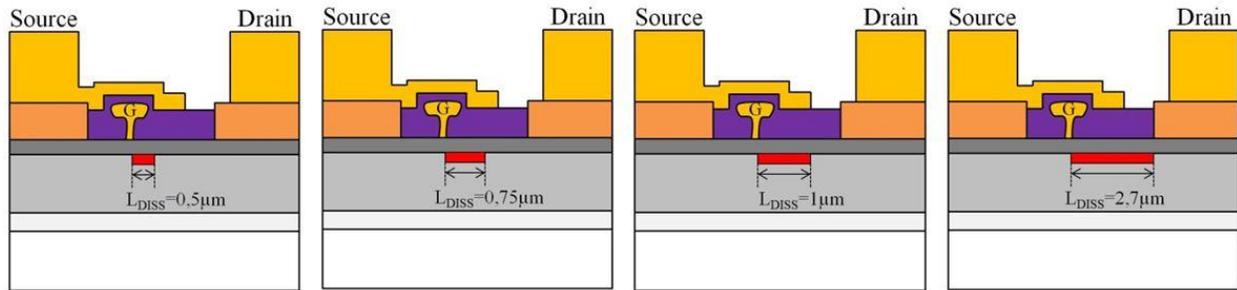
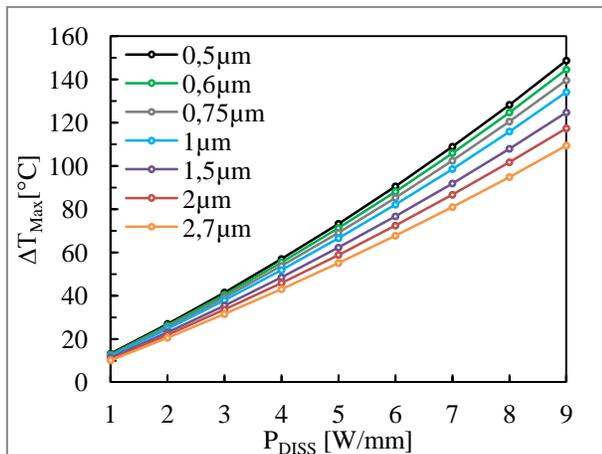
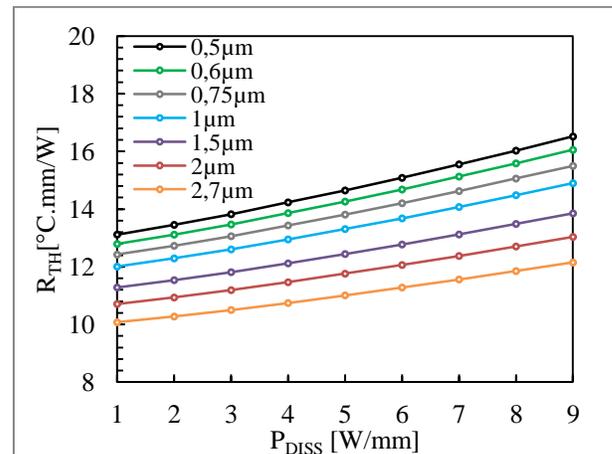


Figure 2.67: Variation de la zone de puissance dissipée dans les différents cas étudiés.

Sur la figure 2.68 nous avons regroupé les résultats obtenus, au niveau des grilles au centre du transistor, pour une longueur de zone de puissance dissipée comprise entre 0,5 μm et 2,7 μm . A partir de ces résultats, nous avons représenté sur la figure 2.69, la résistance thermique en fonction de la taille de cette zone de puissance dissipée. Les valeurs de résistance thermique sont regroupées dans le tableau 2.21.


 Figure 2.68: Elévation de température au niveau des grilles au centre du transistor, pour différentes longueurs de zone de puissance dissipée, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 50^\circ\text{C}$.

 Figure 2.69: Résistance thermique au niveau des grilles au centre du transistor, pour différentes longueurs de zone de puissance dissipée, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 50^\circ\text{C}$.

Extension P_{DISS}	Résistance thermique [$^\circ\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$]					
	P_{DISS} [W/mm]	1	3	5	7	9
0,5 μm		13,1	13,8	14,6	15,6	16,5
0,6 μm		12,8	13,5	14,3	15,1	16,1
0,75 μm		12,4	13,1	13,8	14,6	15,5
1 μm		12,0	12,6	13,3	14,1	14,9
1,5 μm		11,3	11,8	12,4	13,1	13,9
2 μm		10,7	11,2	11,8	12,4	13,0
2,7 μm		10,1	10,5	11,0	11,6	12,1

 Tableau 2.21: Résistances thermiques extraites, au niveau des grilles au centre, pour une longueur de zone de puissance dissipée de 0,5 ; 0,6 ; 0,75 ; 1 ; 1,5 ; 2 et 2,7 μm , à différente P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 50^\circ\text{C}$.

Les résultats sur la figure 2.69 montrent que la résistance thermique diminue lorsque la zone de puissance dissipée augmente et passe de $14,6 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$ à $11,0 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$ à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W}/\text{mm}$ lorsque l'extension de la zone dissipative passe de $0,5 \text{ } \mu\text{m}$ à $2,7 \text{ } \mu\text{m}$. Cette tendance est observée sur la figure 2.70, qui représente la résistance thermique en fonction de l'extension de la zone de puissance dissipée.

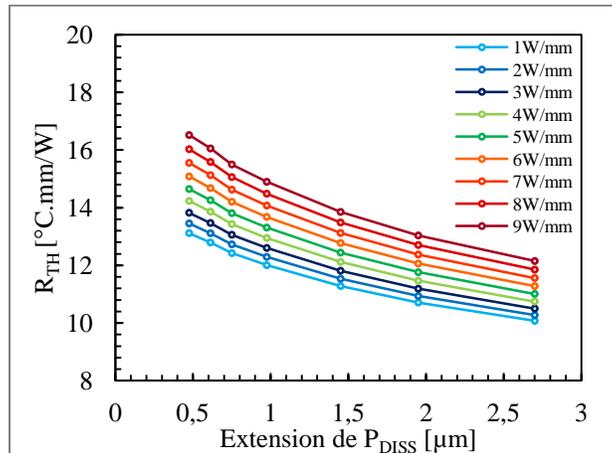
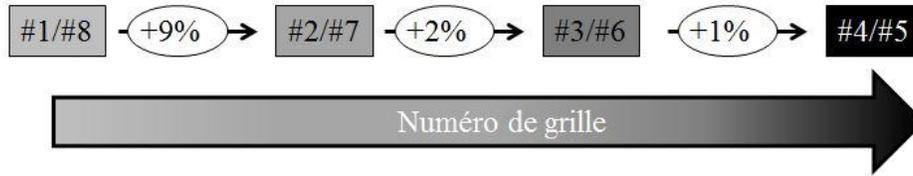


Figure 2.70: Résistance thermique, au niveau des grilles au centre du transistor, en fonction de la taille de la zone de puissance dissipée, à différentes P_{DISS} et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$.

Cette diminution de la résistance thermique avec l'augmentation de la taille de la zone de puissance dissipée est causée par la diminution de densité volumique de puissance dissipée (à même densité linéique de puissance dissipée): dissiper une même puissance dans un volume plus grand, diminue l'augmentation de température, et donc la résistance thermique dans la structure.

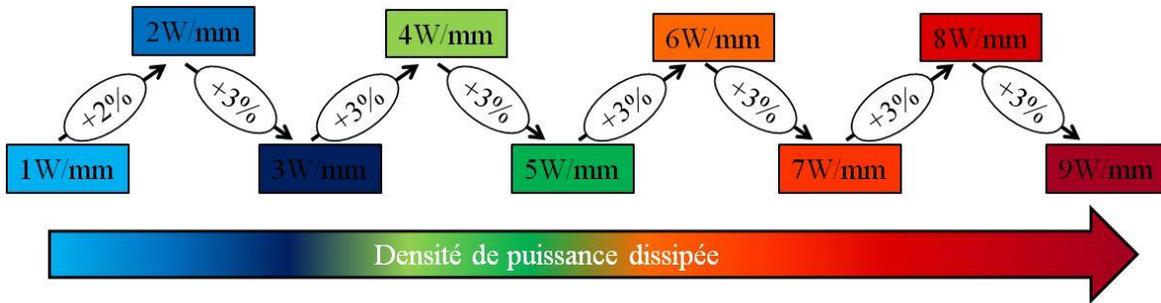
2.3.1.9 Synthèse

Les études de cas présentées dans les paragraphes précédents nous ont permis de montrer et de quantifier l'impact de la température de fond de puce, de la densité de puissance dissipée et de la topologie du transistor sur la résistance thermique d'une puce « nue » GH25. Les causes de cette variation de résistance thermique sont d'une part la non-linéarité de la conductivité thermique des matériaux en fonction de la température et d'autre part le couplage thermique entre grilles ou le long de la grille. L'influence des différents paramètres étudiés sur la résistance thermique sont résumés de la figure 2.71 à la figure 2.78.



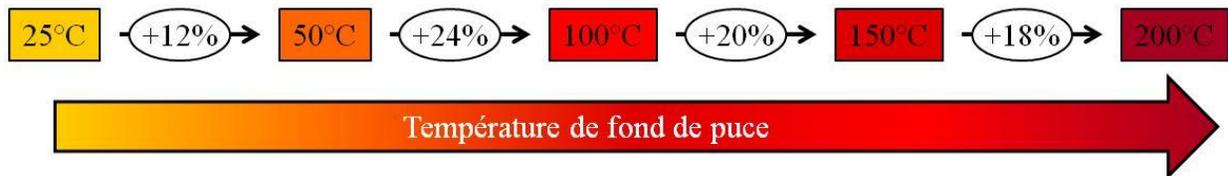
GH25 8x125 μ m / pitch=40 μ m / épaisseur SiC=100 μ m / T_{Ref} = 50°C / P_{DISS} =3 à 5W.mm⁻¹

Figure 2.71: Influence de la position de la grille sur la résistance thermique d'un HEMT GH25



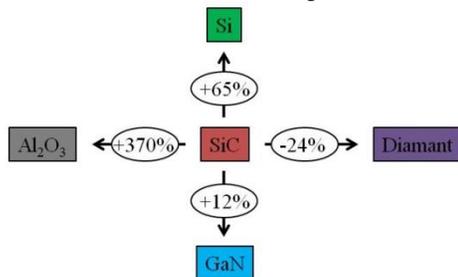
GH25 8x125 μ m / pitch=40 μ m / épaisseur SiC=100 μ m / T_{Ref} = 50°C / Grilles au centre

Figure 2.72: Influence de la densité de puissance dissipée sur la résistance thermique d'un HEMT GH25



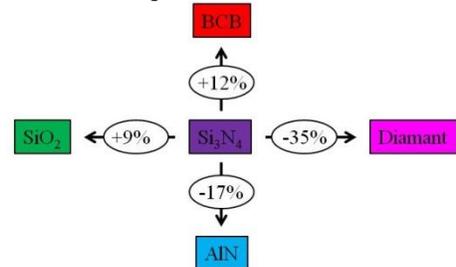
GH25 8x125 μ m / pitch=40 μ m / épaisseur SiC=100 μ m / P_{DISS} =3 à 5W.mm⁻¹ / Grilles au centre

Figure 2.73: Influence de la température de fond de puce sur la résistance thermique d'un HEMT GH25



GH25 8x125 μ m / pitch=40 μ m / Grille au centre / T_{Ref} = 50°C / P_{DISS} =3 à 5W.mm⁻¹

Figure 2.74: Influence du substrat sur la résistance thermique d'un HEMT GH25



GH25 8x125 μ m / pitch=40 μ m / Grille au centre / T_{Ref} = 50°C / P_{DISS} =3 à 5W.mm⁻¹ / épaisseur de SiC=100 μ m

Figure 2.75: Influence de la passivation sur la résistance thermique d'un HEMT GH25

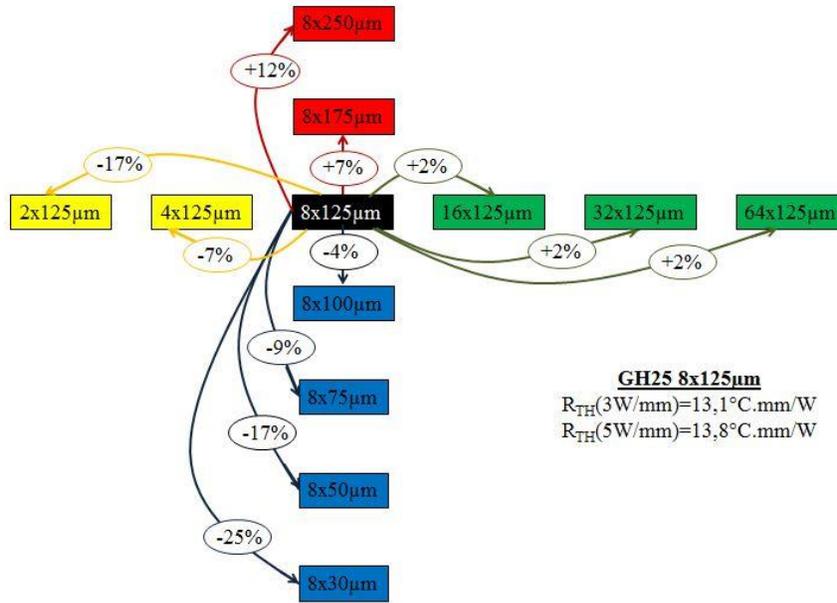
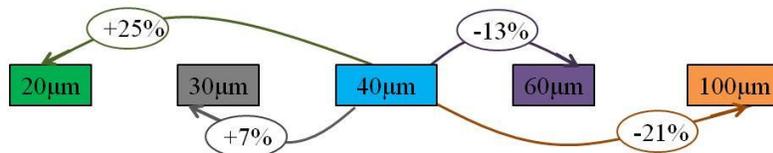
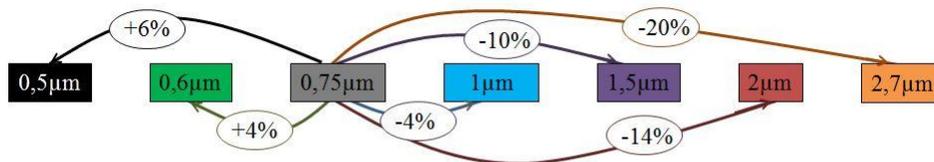


Figure 2.76: Influence de la topologie sur la résistance thermique d'un HEMT GH25



GH25 8x125µm / épaisseur SiC=100µm / $T_{Réf}= 50^{\circ}\text{C}$ / Grilles au centre / $P_{DISS} = 3 \text{ à } 5 \text{ W/mm}$

Figure 2.77: Influence du pitch de grille sur la résistance thermique d'un HEMT GH25



GH25 8x125µm / pitch = 40µm / épaisseur SiC=100µm / $T_{Réf}= 50^{\circ}\text{C}$
 Grilles au centre / $P_{DISS} = 3 \text{ à } 5 \text{ W/mm}$

Figure 2.78: Influence de la longueur de la zone de puissance dissipée sur la résistance thermique d'un HEMT GH25.

Ces résultats sont valables pour les composants GH25, avec une épaisseur de substrat de 100 µm, en imposant une température uniforme en fond de puce. Ils montrent que les paramètres qui ont le plus d'influence sur la résistance thermique des HEMT GaN GH25 sont le choix matériau-substrat, la température de fond de puce, le pitch de grille et le type de passivation utilisée.

Différentes études sont réalisées sur l'utilisation d'un substrat en diamant, ou de passivation à haute conductivité thermique à base d'AlN, mais ces solutions ne sont pas encore maîtrisées.

Augmenter la taille de pitch n'est pas envisageable pour des applications en bande X.

2.3.2 Simulations en régime transitoire

Les simulations ont été réalisées dans un second temps en régime transitoire. La condition aux limites est toujours imposée en fond de puce sous forme d'une température constante $T_{\text{Réf}}$ et chaque grille dissipe la même densité de puissance.

2.3.2.1 Impédance thermique de la puce GH25

Nous reprenons l'étude du cas de référence sur substrat SiC. Les simulations sont réalisées à différentes densités de puissance dissipée (de 1 W/mm à 9 W/mm) et pour $T_{\text{Réf}} = 50\text{ °C}$. La figure 2.79 présente la réponse temporelle de l'augmentation de température au niveau des grilles du centre. Les résultats sont représentés en échelle semi-logarithmique.

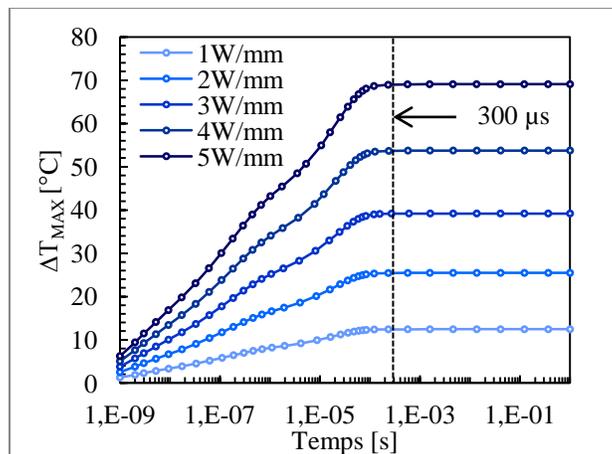


Figure 2.79: Augmentation de la température en régime transitoire au niveau des grilles au centre du transistor, à différentes P_{DISS} , $T_{\text{Réf}} = 50\text{ °C}$.

Les courbes sur la figure 2.79 montrent que pour les applications ayant des longueurs d'impulsions au-delà de 300 μs, le régime de température peut être considéré comme stationnaire puisque l'augmentation de température ne varie plus en fonction du temps. Cette réponse temporelle du système peut-être modélisée par un réseau de cellules RC en série tel qu'illustré sur la figure 2.80 (représentation de type Foster). Cette considération n'est valable que dans le cas d'une puce nue et ne prend pas en compte le boîtier et les empilements inférieurs.

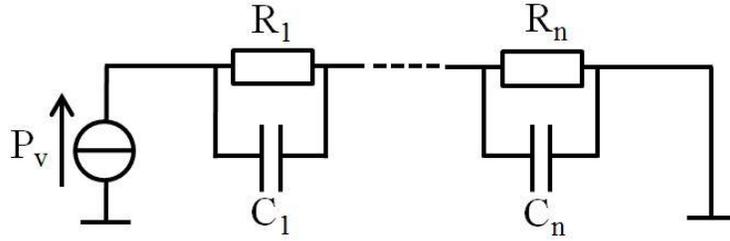


Figure 2.80: Réseau RC équivalent de type Foster.

La réponse de ce réseau est modélisée par la relation suivante :

$$Z_{TH}(t) = \sum R_{THi} \times \left(1 - \exp\left(-t/\tau_{THi}\right) \right) \quad (2.11)$$

A partir de cette équation, il est possible de calculer la température de canal du transistor pour n'importe quelle durée de pulse. Les paramètres R_{THi} et τ_{THi} regroupés dans le tableau 2.22 permettent de reproduire la réponse temporelle du transistor, au niveau des grilles au centre du transistor dans le cas où $P_{DISS} = 5 \text{ W/mm}$.

i	R_i [°C.mm/W]	C_i [J/°C/mm]	τ_i [s]
1	1,70	$7,21 \times 10^{-10}$	$1,22 \times 10^{-9}$
2	2,27	$4,78 \times 10^{-9}$	$1,09 \times 10^{-8}$
3	1,87	$3,67 \times 10^{-8}$	$6,85 \times 10^{-8}$
4	1,31	$3,86 \times 10^{-7}$	$5,07 \times 10^{-7}$
5	1,87	$4,49 \times 10^{-6}$	$8,42 \times 10^{-6}$
6	3,15	$1,71 \times 10^{-5}$	$5,40 \times 10^{-5}$
7	1,91	$1,57 \times 10^{-4}$	$3,00 \times 10^{-4}$
8	0,99	$2,29 \times 10^{-3}$	$2,88 \times 10^{-3}$
9	0,81	$1,03 \times 10^{-1}$	$8,38 \times 10^{-2}$

Tableau 2.22: Paramètres des réseaux équivalents de type Foster déduits des simulations en régime transitoire, à $P_{DISS} = 5 \text{ W/mm}$ et $T_{Réf} = 50 \text{ °C}$.

Pour mettre en évidence le phénomène de couplage thermique entre grilles à différentes longueurs d'impulsion, nous avons tracé l'augmentation de température le long de l'interface AlGaN/GaN et perpendiculairement aux grilles, à $1 \mu\text{s}$; $10 \mu\text{s}$ et $100 \mu\text{s}$. Les résultats sont représentés sur les figures 2.81, 2.82 et 2.83.

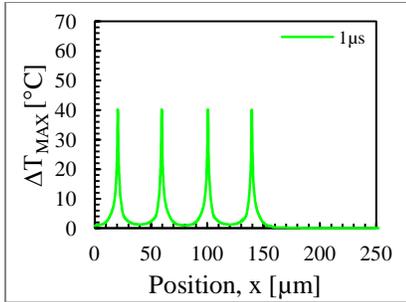


Figure 2.81: Profil de température en transitoire, à $t_{\text{pulse}} = 10 \mu\text{s}$, à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$ et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

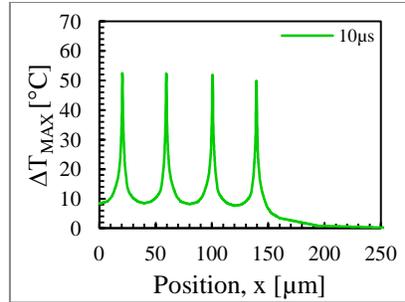


Figure 2.82: Profil de température en transitoire, à $t_{\text{pulse}} = 10 \mu\text{s}$, à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$ et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

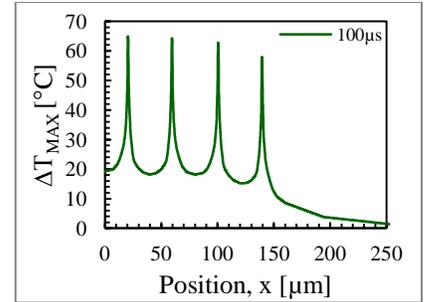


Figure 2.83: Profil de température en transitoire, à $t_{\text{pulse}} = 100 \mu\text{s}$, à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$ et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

Les courbes sur la figure 2.81 nous montrent qu'à $1 \mu\text{s}$, le couplage thermique est inexistant. A partir de $10 \mu\text{s}$ (figure 2.82), le couplage entre les grilles commence à apparaître et les courbes montrent une température plus élevée de la grille au centre par rapport aux grilles en périphérie du transistor. Cette tendance s'accroît à $100 \mu\text{s}$, comme le montrent les courbes de la figure 2.83. Il est possible d'estimer approximativement la longueur de diffusion de la chaleur, à partir de la diffusivité thermique :

$$l_{\text{diff}} = \sqrt{\frac{K_{\text{TH}}}{c_p \times \rho}} \times t_{\text{pulse}} \quad (2.34)$$

avec l_{diff} [m] la longueur de diffusion

K_{TH} [W/m/K] la conductivité thermique

c_p [J/kg/K] la capacité thermique massique

ρ [kg/m³] la densité volumique

t_{pulse} [s] la durée de pulse

Le pitch de grille étant de $40 \mu\text{m}$, la durée minimale d'impulsion à partir de laquelle la température n'est plus la même entre chaque grille du transistor (début du couplage thermique) est d'environ $2,5 \mu\text{s}$:

$$t_{\text{pulse}} = \frac{l_{\text{diff}}^2}{K_{\text{TH}} / (c_p \times \rho)} = \frac{\left(\frac{40 \times 10^{-6}}{2} \right)^2}{1,7 \times 10^{-4}} = 2,35 \times 10^{-6} \text{ s} \quad (2.18)$$

← Diffusivité du SiC à 50 °C

Pour valider ce résultat, nous avons tracé sur la figure 2.84 la réponse temporelle de l'élévation de température de chaque grille, simulée à $T_{Réf} = 50 \text{ °C}$ et $P_{DISS} = 3\text{W/mm}$. Ces courbes montrent que ΔT_{MAX} est le même pour toutes les grilles jusqu'à $2,5 \mu\text{s}$, puis devient plus important pour les grilles au centre du transistor par rapport aux grilles en périphérie, validant le calcul de l'équation (2.18).

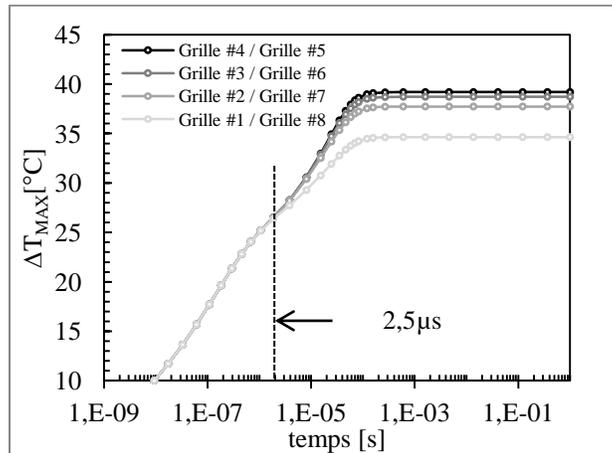


Figure 2.84: Variation temporelle de l'augmentation de température de chaque grille d'un transistor GH25 $8 \times 125 \mu\text{m}$.

2.3.2.2 Influence du substrat

Pour compléter la comparaison avec le régime stationnaire, des simulations thermiques en régime transitoire pour différents substrats ont été réalisées. Cette étude permettra de déterminer si une filière bas coût utilisant des substrats silicium peut être envisagée pour des applications radar utilisant des longueurs d'impulsion courtes (t_{pulse} entre $1 \mu\text{s}$ et $10 \mu\text{s}$). Pour cela, nous avons comparé la température du point chaud, en régime transitoire, pour différentes longueurs de pulses et pour un facteur de forme $< 1 \%$. Les simulations ont été réalisées à $P_{DISS} = 5 \text{ W/mm}$ et sont présentées en échelle semi-logarithmique sur les figures 2.85 et 2.86.

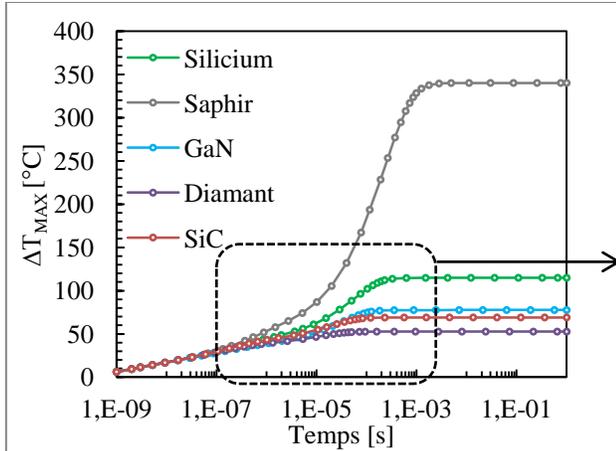


Figure 2.85: Augmentation de la température simulée en régime transitoire, à $P_{DISS} = 5 \text{ W/mm}$, $T_{Réf} = 50 \text{ °C}$ pour différents substrats.

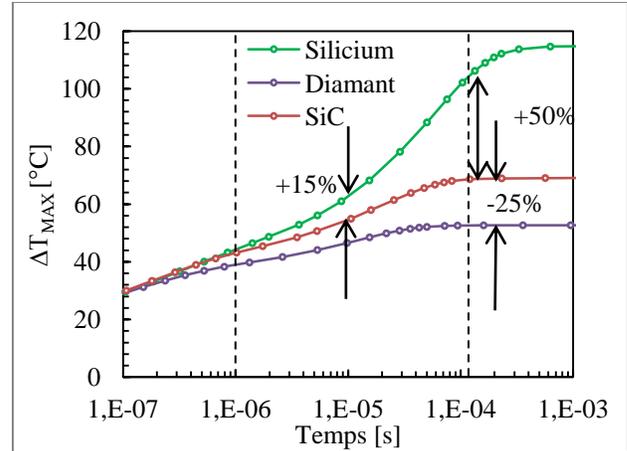


Figure 2.86: Augmentation de la température simulée en régime transitoire, à $P_{DISS} = 5 \text{ W/mm}$, $T_{Réf} = 50 \text{ °C}$ pour différents substrats. Zoom entre $0,1 \mu\text{s}$ et 1 ms .

Les courbes sur la figure 2.86 montrent que pour des pulse de $1 \mu\text{s}$ à $10 \mu\text{s}$, le silicium reste potentiellement intéressant, la température maximale du composant étant environ 15 % supérieure à celle obtenue pour des puces GaN/SiC. L'écart de température avec le SiC s'accroît lorsque la longueur d'impulsion augmente et au-delà de $100 \mu\text{s}$, la température du composant sur substrat silicium est 50 % plus élevée que celle du composant sur substrat SiC. Les courbes montrent de plus les performances thermiques intéressantes du diamant, avec une température maximale du composant plus basse de 25 % par rapport au cas avec un substrat en SiC, à une longueur d'impulsion de $100 \mu\text{s}$.

2.3.2.3 Influence du facteur de forme

Les systèmes radar fonctionnent en mode pulsé. La longueur d'impulsion et le facteur de forme dépendent du mode opératoire du radar : mode combat, mode surveillance, mode météo, etc. Il existe une multitude de combinaisons {longueur de pulse / facteur de forme}. Ces données sont confidentielles.

Dans la suite, la durée de pulse à l'état ON (composant polarisé) et à l'état OFF (composant non polarisé) sont notés respectivement $t_{\text{pulse}}\{\text{ON}\}$ et $t_{\text{pulse}}\{\text{OFF}\}$. La période entre chaque pulse est notée $t_{\text{période}}$. Ces différents termes sont représentés sur la figure 2.87.

Le facteur de forme, noté FF, est alors défini par :

$$FF[\%] = \frac{t_{\text{pulse}}\{\text{ON}\}}{t_{\text{période}}} = \frac{t_{\text{pulse}}\{\text{ON}\}}{t_{\text{pulse}}\{\text{ON}\} + t_{\text{pulse}}\{\text{OFF}\}} \quad (2.35)$$

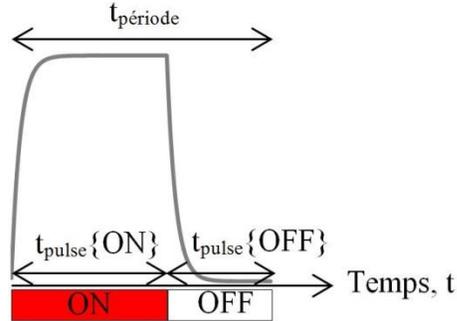


Figure 2.87: Schéma d'un pulse et grandeurs caractéristiques

La durée de pulse ON a un impact sur la température maximale du composant. Le facteur de forme aura également des conséquences sur l'échauffement du transistor :

- pour les facteurs de forme $<1\%$, la durée à l'état ON sera très petite devant la durée à l'état OFF. La chaleur dissipée par le composant sera totalement évacuée par le système pendant l'état OFF. Il n'y aura pas « d'effet mémoire » entre 2 pulses consécutifs.
- pour les facteurs de forme $FF > 25\%$ la puissance dissipée par le composant ne sera pas totalement évacuée par le système pendant l'état OFF. La température en début du $n^{\text{ème}}$ pulse sera plus élevée que la température en début de pulse $(n-1)$. Il faudra attendre plusieurs dizaines de pulse pour atteindre le régime de température « stabilisée ». En régime stabilisé, la température en fin de montée du pulse est maximale et la température en début de chaque pulse est identique.

La figure 2.88 et la figure 2.89 illustrent ce comportement.

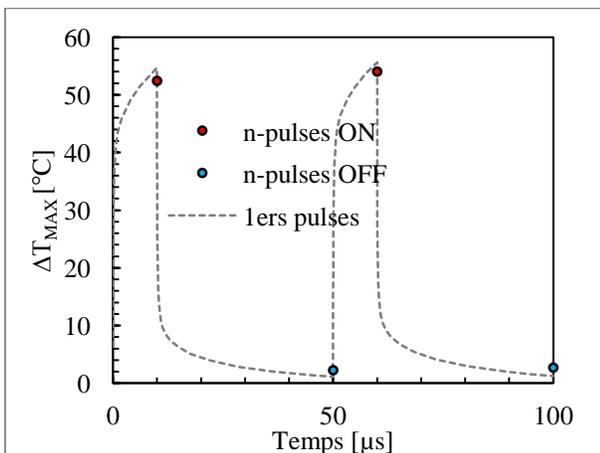


Figure 2.88: Augmentation de la température simulée en régime transitoire, à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$, $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$. Evolution de la température de 2 pulses de $10 \mu\text{s}$ et de facteur de forme de 20% .

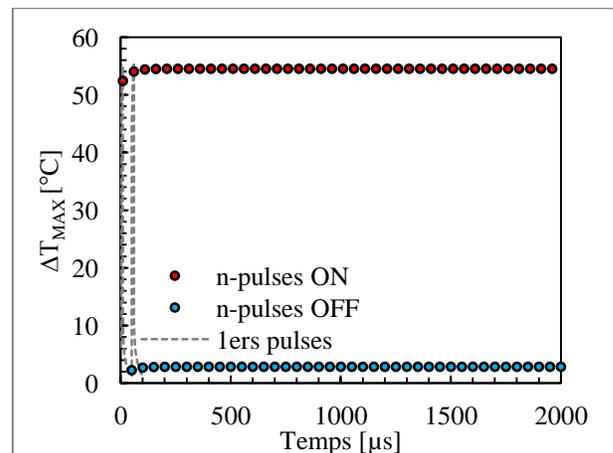


Figure 2.89: Augmentation de la température simulée en régime transitoire, à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$, $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$. Simulations en début et fin de plusieurs pulses consécutifs.

Sur la figure 2.88, deux pulses de 10 μs et de facteur de forme $FF = 20\%$ ont été simulés à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$. La courbe de couleur grise pointillées représente l'évolution de la température pendant ces 2 pulses. Les marqueurs bleus et rouges représentent les simulations effectuées en début et fin de pulses respectivement. Les résultats sur la figure 2.89 représentent les simulations en début et fin de pulses, dans le cas d'une rafale de pulses successifs. Ces courbes montrent une augmentation de la température en fin de pulse (rouge) et en début de pulse (bleu), au bout de quelques pulses successifs. Cet écart de température a été estimé à $2,1^\circ\text{C}$ en fin de pulse et à $0,59^\circ\text{C}$ en début de pulse, entre le 1^{er} et le 20^{ème} pulse, comme le montre les figures 2.90 et 2.91.

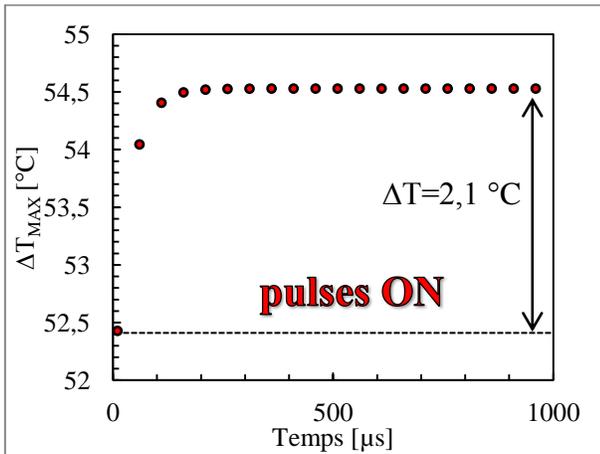


Figure 2.90: Augmentation de la température simulée en fin de chaque pulse, à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$, $T_{\text{Réf}} = 50^\circ\text{C}$, pour un facteur de forme de 20 %. Estimation de l'écart.

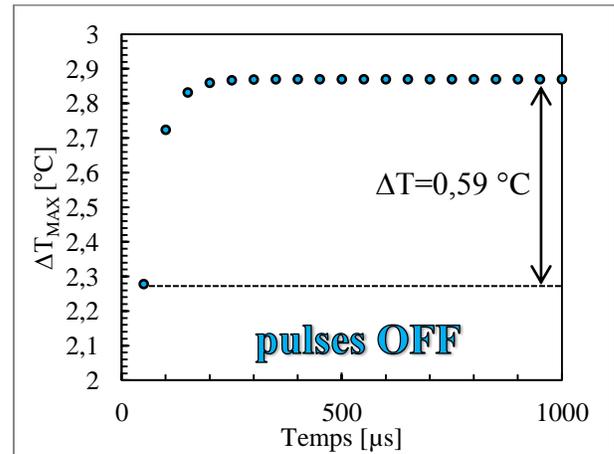


Figure 2.91: Augmentation de la température simulée en début de chaque pulse, à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$, $T_{\text{Réf}} = 50^\circ\text{C}$, pour un facteur de forme de 20 %. Estimation de l'écart.

Simuler une rafale d'une dizaine de pulse demande beaucoup de temps. Pour accélérer l'étude, il est possible d'avoir directement la température stabilisée, à partir de la température du premier pulse et de la température en régime stationnaire, d'après la formule approchée :

$$\Delta T_{\text{Stabilisée}}(t) = (1-FF) \times \Delta T_{1\text{er-pulse}}(t) + (FF) \times \Delta T_{\text{DC}} \quad (2.36)$$

L'utilisation de cette formule nous a permis de calculer la température stabilisée à différents facteurs de forme ($FF=1, 10$ et 25%) à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$ et $T_{\text{Réf}} = 50^\circ\text{C}$. Les résultats sont regroupés sur la figure 2.92 et les données sont rassemblées dans le tableau 2.23.

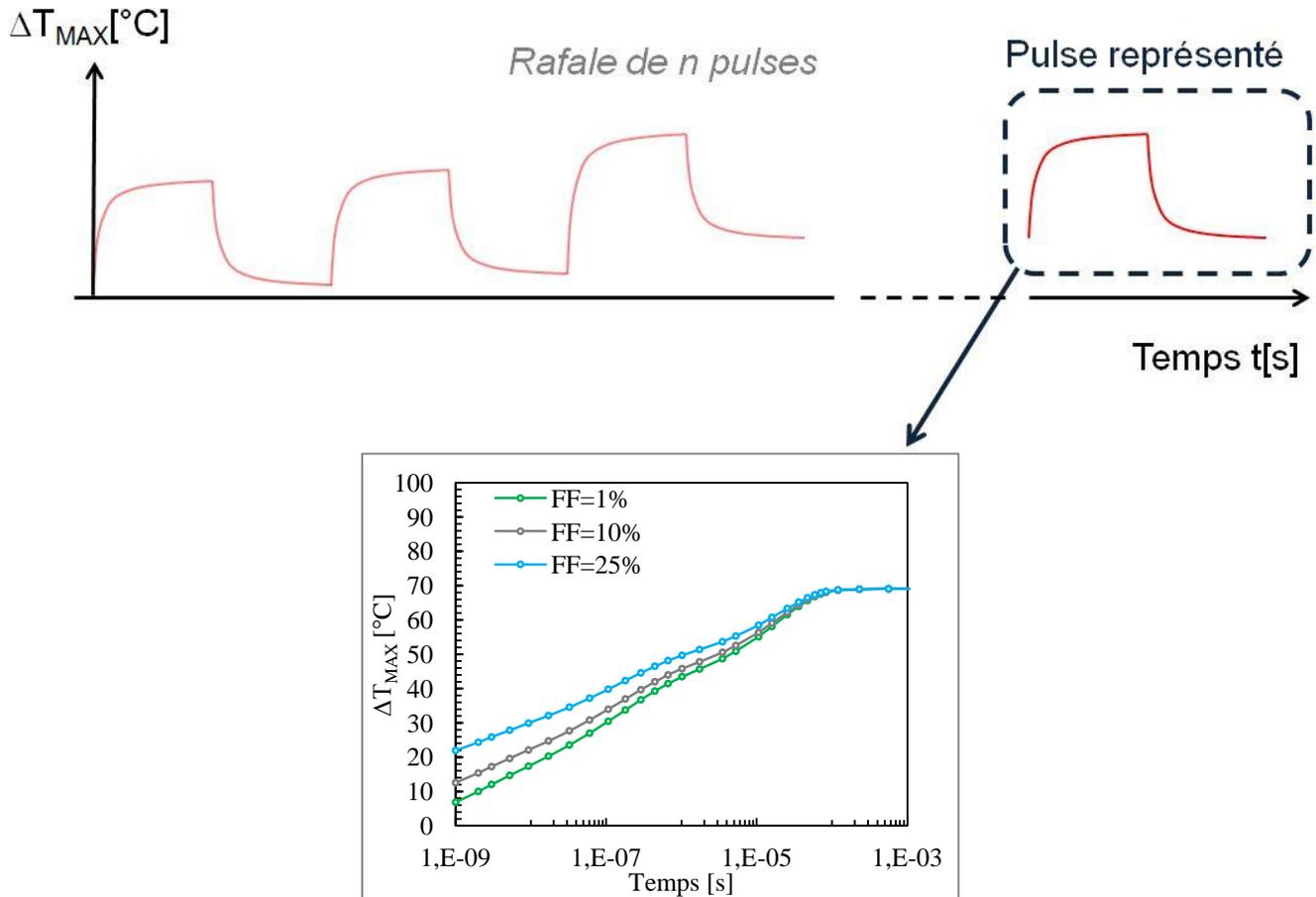


Figure 2.92: Augmentation de la température stabilisée simulée, en régime transitoire, à $P_{DISS}=5\text{W/mm}$, $T_{Réf}=50^\circ\text{C}$, à une longueur d'impulsion de 1 ms et pour différents FF. Seule la température du dernier pulse d'une rafale de pulse est représenté.

Facteur de forme	ΔT_{MAX} [°C]				
	$t_{pulse}\{\text{ON}\}$	0,1 μs	1 μs	10 μs	100 μs
1%		30,4	43,4	55,0	68,6
10%		33,9	45,7	56,3	68,7
25%		39,7	49,6	58,4	68,8

Tableau 2.23: Augmentation de la température extraites à $P_{DISS} = 5 \text{ W/mm}$, $T_{Réf} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ pour FF = 1, 5 et 25%, à $t_{pulse} = 0,1 ; 1 ; 10$ et $100 \mu\text{s}$.

Conclusion

Ce deuxième chapitre a été consacré à la modélisation des échanges thermiques au niveau du HEMT GaN de la filière GH25 en cours de développement à UMS. Le transistor a été modélisé à l'aide d'un outil paramétrable développé spécifiquement pour cette filière. L'outil permet à un non initié à la physique du composant de créer rapidement, un modèle thermique de ce composant. Des simulations ont été réalisées en régime stationnaire et transitoires sur les modèles thermiques du transistor GH25, construit à l'aide de cet outil. L'objectif était de quantifier l'impact de la topologie du transistor, du substrat, de la température de référence, de la taille de la zone de puissance dissipée, sur l'augmentation de la température maximale du composant.

Pour cela nous avons dans un premier temps défini un certain nombre de grandeurs caractéristiques utilisées en thermique et présenté les principaux phénomènes d'échange de chaleur dans les systèmes : conduction, convection et rayonnement. Dans une deuxième partie nous avons présenté la modélisation thermique au niveau des puces GH25, en rappelant les différentes étapes de construction d'un modèle thermique. Nous avons ensuite expliqué le travail de développement de l'outil paramétrable PATHERM et son fonctionnement. Dans une troisième partie, nous avons présenté les résultats des calculs thermiques réalisés en régime stationnaire et transitoire. Grâce à l'outil PATHERM, nous avons pu construire rapidement différentes topologies de transistors. Nous avons étudié par simulation l'influence de la non-linéarité de la conductivité thermique des matériaux en fonction de la température sur le comportement thermique du composant. Nous avons ainsi quantifié l'influence de la densité de puissance dissipée et de la température de fond de puce sur la résistance thermique du transistor. Nous avons présenté l'intérêt de travailler avec un substrat SiC, les potentialités thermiques du substrat diamant et l'avantage d'une passivation à forte conductivité thermique. A partir des comparaisons sur différentes topologies, nous avons montré les conséquences du couplage thermique sur la résistance thermique d'un transistor multi grille et quantifié l'influence du nombre et de la longueur des grilles, du pitch de grille, de la longueur de la zone de puissance dissipée sur la résistance thermique du composant.

Le troisième chapitre sera consacré aux mesures de température des transistors, modélisés dans le chapitre 2, par des moyens optiques. Ces mesures seront notamment réalisées sur des transistors polarisés en mode RF. La confrontation de ces mesures avec les modélisations permettra de quantifier l'impact de ce signal RF sur le comportement thermique des transistors et de valider ou non l'hypothèse d'une répartition de puissance dissipée uniforme entre les différentes grilles du composant.

Bibliographie du chapitre 2

- [1] J.P. Holman, "Heat Transfer", McGraw Hill, Metric Editions, 2007.
- [2] J. Taine, J.P. Petit, "Transferts thermiques, Mécanique des fluides anisothermes", Dunod, 1989.
- [3] F.P. Incropera, D.P. Dewitt, "Introduction to heat transfer", Wiley, Third Edition, 1972.
- [4] J.B.J Fourier, "Théorie analytique de la chaleur", F. Didot, 1822.
- [5] G. Meneghesso, G. Verzellesi, F. Danesin, F. Rampazzo, F. Zanon, A. Tazzoli, M. Meneghini, E. Zanoni, "Reliability of GaN High-Electron-Mobility Transistors: State of the Art and Perspectives," *IEEE Trans. on Device And Materials Reliability*, Vol. 8, no. 2, June 2008, pp. 332-342.
- [6] P. Saunier, C. Lee, A. Balistreri, D. Dumka, J. Jimenez, H.Q. Tserng, M.Y. Kao, P.C. Chao, K. Chu, A. Souzis, I. Eliashevich, S. Guo, J. del Alamo, J. Joh, M. Shur, "Progress in GaN Performances and Reliability", *65th Annual Device Research Conference*, 18-20 June 2007, pp 35-36.
- [7] R. J. Trew, L. G. Bilbro, W. Kuang, Y. Liu, H. Yin, "Microwave AlGaN/GaN HFETs," *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 6, no. 1, pp. 56-66 , Mar. 2005.
- [8] A. Manoi, J. W. Pomeroy, N. Killat, M. Kuball, "Benchmarking of Thermal Boundary Resistance in AlGaN/GaN HEMTs on SiC Substrates: Implications of the Nucleation Layer Microstructure," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 31, no. 12, pp. 1395-1397, Dec. 2010.
- [9] www.ansys.com
- [10] T. M. Wagner: "A very short introduction to the Finite Element Method," *JASS 2004*, St Petersburg, May 2004.
- [11] J. Zou, D. Kotchetkov, A. A. Balandin, F.H. Pollak, "Thermal conductivity of GaN films: Effects of impurities and dislocations," *Journal of Applied Physics*, Vol. 92, no. 5, September 2002.
- [12] R. S. Pengelly, S. M. Wood, J. W. Milligan, S. T. Sheppard, W. L. Pribble, "A Review of GaN on SiC High Electron-Mobility Power Transistors and MMICs," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 60, no. 6, pp. 1764-1783, Jun. 2012.
- [13] A. Sarua, H. Ji, K. P. Hilton, D. J. Wallis, M. J. Uren, T. Martin, and M. Kuball, "Thermal Boundary Resistance Between GaN and Substrate in AlGaN/GaN Electronic Devices," *IEEE Trans. on Electron Devices*, Vol. 54, no. 12, pp. 3152-3157, Dec. 2007
- [14] J.-C. Jacquet, R. Aubry, H. Gérard, E. Delos, N. Rolland, Y. Cordier, A. Bussutil, M. Rousseau, S. L. Delage, "Analytical transport model of AlGaN/GaN HEMT based on electrical and thermal measurement," in *Proc. 12th GAAS Symp.*, Amsterdam, 2004, pp. 235-238.
- [15] G. Le Coustre, "Contribution au développement d'une filière de transistor de forte puissance à base de technologie HEMT GaN pour applications télécoms et radar," *Ph.D. dissertation*, Université de Lille, France, 2009.
- [16] R. Aubry, J.-C. Jacquet, J. Weaver, O. Durand, P. Dobson, G. Mills, M.-A. di Forte-Poisson, S. Cassette, S.-L. Delage, "SThM Temperature Mapping and Nonlinear Thermal Resistance Evolution with Bias on AlGaN/GaN HEMT Devices," *IEEE Trans. on Electron Devices*, Vol. 54, no. 3, pp. 385-390, Mar. 2007.
- [17] www.silvaco.com
- [18] www.keysight.com
- [19] www.gradient-da.com

- [20] N. Killat, M. Montes, J. W. Pomeroy, T. Paskova, K. R. Evans, J. Leach, X. Li, Ü. Özgür, H. Morkoç, K. D. Chabak, A. Crespo, J. K. Gillespie, R. Fitch, M. Kossler, D. E. Walker, M. Trejo, G. D. Via, J. D. Blevins, M. Kuball, « Thermal Properties of AlGaN/GaN HFETs on Bulk GaN Substrates,” *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 33, no. 3, Mar. 2012, pp. 366-368.
- [21] J.W. Pomeroy, R.B. Simon, H. Sun, D. Francis, F. Faili, D.J. Twitchen, M. Kuball, “Contactless Thermal Boundary Resistance Measurement of GaN-on-Diamond Wafers,” *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 35, no. 10, Oct. 2014, pp. 1007-1009.
- [22] C. Charbonniaud, “Caractérisation et Modélisation Electrothermique non-linéaire de Transistors à Effet de Champ GaN pour l’Amplification de Puissance Microondes,” *Ph.D. dissertation*, Université de Limoges, France, 2005.
- [23] A. Vertiatchikh, L. F. Eastman, W. J. Schaff, and I. Prunty, “Effect of surface passivation of AlGaN/GaN heterostructure field-effect transistor,” *Electronic Letters*, Vol. 38, no. 8, pp. 388–389, Apr. 2002.
- [24] N. Tsurumi, H. Ueno, T. Murata, H. Ishida, Y. Uemoto, T. Ueda, K. Inoue, T. Tanaka, “AlN Passivation Over AlGaN/GaN HFETs for Surface Heat Spreading,” *IEEE Trans. on Electron Devices*, Vol. 57, no. 5, May 2010, pp. 980-985.

Chapitre 3 : Mesure de température sur DEC GH25 en bande X en condition d'utilisation de type radar et guerre électronique

Introduction

Dans un transistor HEMT GaN, la zone de puissance dissipée est localisée au pied de grille, côté drain. L'extension de cette zone est définie par le profil de champ électrique. Ce champ est fonction des conditions de polarisation. En conditions nominales d'utilisation ($V_{DS}=25\text{ V}$ et $V_{GS} \in [-4\text{ V}; -2\text{ V}]$), la taille de cette zone de puissance est de $0,75\ \mu\text{m}$. Dissiper jusqu'à 9 W/mm dans un volume aussi réduit induit une variation de la température qui peut atteindre $80\text{ }^\circ\text{C}$ le long de l'espace grille drain sur une distance entre $2\ \mu\text{m}$ et $3\ \mu\text{m}$ et un gradient de température dans la structure qui peut atteindre $140\text{ }^\circ\text{C}$ entre le point chaud et le fond du substrat en SiC.

Peu de méthodes de mesures de température sont capables de sonder avec précision une zone de cette taille ce qui implique une sous-évaluation de la température maximale du point chaud. De plus, les plaques de champ qui recouvrent les grilles des transistors masquent l'accès au point chaud et rendent impossible la mesure directe de la température maximale du composant. Des modèles thermiques sont nécessaires pour estimer cette température. Les mesures restent indispensables pour valider la précision des modèles, en périphérie du point chaud.

Les modèles thermiques présentés dans le chapitre 2 et développés au III-V Lab depuis une dizaine d'années ont jusqu'alors été validés par des mesures sur des échantillons de ce laboratoire, sans plaque de champ. Ces études ont été menées sans signal RF appliqué au transistor, en mode de fonctionnement DC et pulsé. Il s'agissait dans cette thèse de confronter les résultats de simulation à des mesures de température, réalisées sur des transistors GaN fabriqués par un industriel et fonctionnant dans des conditions nominales d'utilisation (avec signal RF appliqué).

En effet, les amplificateurs de puissance des systèmes radar et de guerre électronique (GE) de type MMIC et utilisés dans les applications aéroportées, sont constitués de plusieurs étages de transistors de puissance de type HEMT. Dans un fonctionnement de type radar, ces transistors fonctionnent en mode d'amplification d'un signal hyperfréquence, en particulier dans la bande de fréquence entre 8 et 12GHz (bande X). Pour disposer d'un modèle thermique représentatif des conditions opérationnelles, il faut quantifier l'impact de ce signal RF, sur le comportement thermique des composants. Un des objectifs de ce chapitre sera donc de vérifier ce point en effectuant des mesures de température sur des transistors pour lesquels un signal RF est appliqué.

Pour cela, nous commencerons par rappeler les différentes méthodes utilisées pour mesurer la température des composants électroniques. Nous aborderons les avantages et les inconvénients de chaque méthode et justifierons notre choix de travailler avec des méthodes optiques. Ensuite, nous présenterons le principe de fonctionnement des méthodes optiques utilisées, à savoir la thermographie infrarouge (IR), la thermoréfectance et la micro-spectrométrie Raman. Nous exposerons les résultats de mesure obtenus, en régime de fonctionnement DC, pulsé, et CW. Enfin ces mesures seront confrontées aux résultats des simulations.

3.1 Les outils de caractérisation en température

Les techniques de mesure de la température des composants semi-conducteurs sont généralement classées en trois catégories:

- les méthodes optiques
- les méthodes électriques
- les méthodes de contact

Ces méthodes sont basées sur la mesure des grandeurs physiques, affectées par un changement de température. Dans la première catégorie, ce sont les variations des propriétés optiques qui sont utilisées comme thermomètre. Dans la deuxième catégorie, les performances électriques des composants servent d'outils de mesure. Dans la dernière catégorie, un transducteur est en contact direct avec le composant et la température de ce transducteur est assimilée à la température du composant au point de contact.

3.1.1 Les méthodes optiques

3.1.1.1 Mesure du flux de photons

Quantifier l'influence de la température d'un composant sur les propriétés optiques des matériaux repose sur l'étude de l'onde électromagnétique rayonnée par le composant. Ce rayonnement peut être émis par le composant de manière naturelle (émission spontanée) ou stimulée par une source extérieure (émission stimulée). Ce rayonnement peut être aussi le résultat d'une réflexion, à la surface du composant, d'un signal en provenance d'une source extérieure. En physique quantique, un rayonnement électromagnétique est constitué de quanta de particules élémentaires appelé photons. L'évolution de la quantité de photons ou de leurs propriétés physiques nous permet de revenir à l'information en température.

Les méthodes optiques sont considérées comme des méthodes sans contact, puisque seuls les photons interagissent avec le matériau. L'intérêt des méthodes sans contact est qu'elles ne nécessitent aucune préparation de la surface pour la mesure, à condition d'avoir un accès direct à la zone active. Ces méthodes optiques bénéficient d'une résolution spatiale qui peut être inférieure au micron. Cette résolution est définie par la taille de la sonde optique, c'est-à-dire la longueur d'onde du rayonnement. La résolution temporelle est déterminée par le temps de réponse des phénomènes optiques (de l'ordre de la picoseconde) et des performances des systèmes d'acquisition (de l'ordre de la centaine de nanosecondes). Enfin, les méthodes optiques permettent de choisir précisément l'endroit où l'on souhaite mesurer la température et pour certaines d'entre elles, il est possible d'obtenir la cartographie en température du composant.

L'inconvénient majeur de ces méthodes est le besoin d'un accès optique direct de la zone à mesurer. Elles ne permettent pas la mesure de température sur des composants encapsulés. En général, les systèmes optiques sont très coûteux (jeux d'objectifs, tables optiques, etc..) et sont difficiles d'utilisation (phases d'étalonnages complexes, forte sensibilité aux contraintes thermomécaniques).

3.1.1.2 Exemples de méthodes optiques de mesure de température

Il existe de nombreuses méthodes optiques de mesure de température. On peut citer par exemple la photoluminescence, l'électroluminescence, la spectrométrie Raman, la thermoréfectance ou la thermographie IR.

La photoluminescence ou l'électroluminescence sont deux méthodes qui reposent sur l'étude de l'émission stimulée par une source extérieure, des différents matériaux constitutifs de l'échantillon [1-4]. Cette émission résulte d'une recombinaison électron-trou qui conduit à la création d'un photon. Le nombre de recombinaisons est lié à la largeur de bande interdite du matériau. Plus cette bande interdite sera étroite, plus le nombre de photons générés sera élevé. Nous avons vu dans le chapitre 1 que la largeur de bande interdite varie en fonction de la température (§1.4.1.1). La variation de l'amplitude du pic d'émission va donner l'information sur la variation de la température. Lorsque la stimulation est générée par un flux de photons incidents on parle de technique de photoluminescence, lorsque la stimulation est provoquée par un champ électrique on parle d'électroluminescence. La résolution

spatiale de ces systèmes se situe entre 0,5 μm et 1 μm et la résolution de température est de l'ordre de 1 $^{\circ}\text{C}$.

Les méthodes de spectrométrie Raman sont basées sur les phénomènes de diffusion inélastique dans le cristal par interaction avec les vibrations quantiques du réseau cristallin : les phonons [5]. Son principe sera décrit plus en détail au paragraphe §3.2.4. La résolution spatiale de cette technique est de l'ordre du micron. La résolution en température varie de 5 à 10 $^{\circ}\text{C}$. L'information en température est contenue dans le spectre de diffusion de chaque atome de la structure.

L'étude des propriétés de réflexion de la lumière peut également nous donner une information sur la température d'un matériau [6-9]. A la différence de la photoluminescence ou de la spectrométrie Raman, l'information est contenue dans le signal réfléchi à la même longueur d'onde que le signal incident. L'intensité du signal est fonction de la température. La variation de la réflectivité est très faible, entre 10^{-4} et $10^{-6} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$. On distingue la mesure à 1 sonde, qui permet d'estimer l'auto-échauffement (induit par le composant en fonctionnement), de la mesure à 2 sondes (une sonde pour chauffer et l'autre pour mesurer) qui est utilisée pour extraire la diffusivité des matériaux (et remonter par exemple à la conductivité thermique). L'intérêt de la mesure de réflectivité est sa résolution spatiale, inférieure au micron. L'une des méthodes de mesure de la température basée sur l'étude du rayonnement réfléchi est la thermoréfectance. Son principe sera présenté au paragraphe §3.2.3. D'autres méthodes, basées sur la mesure du gradient de l'indice optique permettent également de revenir au gradient de température dans les composants [10-12].

Enfin, la mesure de température basée sur l'étude du rayonnement infrarouge est la méthode de mesure optique la plus utilisée aujourd'hui dans l'industrie du semi-conducteur [13-15]. Basée sur le principe de l'émission du corps noir, elle mesure le rayonnement spontanément émis par le composant, dans une fenêtre spectrale qui correspond au domaine infrarouge. Nous présenterons plus en détail son principe dans le chapitre §3.2.2.

3.1.2 Les méthodes électriques

3.1.2.1 Mesure du courant électrique

Les propriétés électriques des composants semi-conducteurs ont une forte dépendance avec la température [16]. L'étude de l'évolution des caractéristiques DC et pulsées des composants permettent de revenir à la mesure de leur température.

La mesure de température par méthode électrique diffère de la mesure optique :

- les mesures optiques permettent de choisir avec précision la zone de mesure dans le composant (par la réalisation d'une cartographie par thermographie IR ou par thermoréfectance ou en utilisant un faisceau optique localisé pour les mesures par spectrométrie Raman),
- les méthodes électriques sont des méthodes de mesure moyennées dans la zone du composant où circulent les porteurs de charge qui participent au courant électrique (par exemple la jonction base-collecteur dans le cas d'un transistor HBT ou le canal source-drain dans le cas d'un transistor HEMT).

La température d'un HEMT, extraite par méthode électrique est donc une température moyennée dans la zone du canal et non la température maximale du composant. Les mesures électriques basées sur les caractéristiques DC déterminent la température moyennée dans tout le canal. Les mesures électriques basées sur les caractéristiques pulsées réduisent l'étude à une portion du canal. Mais leurs phases d'étalonnage considèrent un échauffement nul pour des pulses de quelques centaines de nanosecondes, ce qui n'est pas exact. Cela conduit à une forte incertitude et une sous-estimation de la température maximale des composants. De plus il est difficile de dissocier les variations des paramètres électriques dues à la thermique, de celles dues aux effets de pièges, très présents dans les HEMT GaN [17,18].

3.1.2.2 Exemple de méthodes électriques de mesure de la température

Certaines méthodes électriques reposent par exemple sur l'étude des caractéristiques de la diode Schottky de grille [19] et dont la hauteur de barrière varie avec la température. D'autres méthodes sont basées sur la variation des courbes $I(V)$ pulsées en fonction de la température [20,21]. Enfin la méthode 3-Omega [22,23] il est possible de déterminer la conductivité thermique des matériaux. Cependant les performances actuelles des systèmes de mesure ne permettent pas de sonder des couches de quelques centaines de nanomètres comme c'est le cas pour nos composants.

Les méthodes électriques sont adaptées pour la mesure de température de transistors à structures verticales comme les HBT en GaAs, mais dans le cas des HEMT GaN, où le gradient de température le long du canal est très élevé, ces méthodes sous-estiment fortement la température maximale du transistor (en mesurant la température moyenne dans tout le canal).

3.1.3 Les méthodes de contact

3.1.3.1 Mesure de la température des sondes en contact

La dernière catégorie des méthodes de mesure de température sur composants électroniques comprend les méthodes par contact physique : soit par contact unique, comme c'est le cas pour la microscopie thermique à sonde locale [24-26], soit par contacts multiples comme la microscopie à cristaux liquides, qui peut également être classée comme méthode optique [27-29], soit par recouvrement complet de la surface, comme pour les méthodes par fluorescence [30]. Dans ces différents cas, le principe de mesure repose sur un transfert thermique par conduction entre la surface et la sonde.

La résolution spatiale des méthodes de mesure par contact est déterminée soit par la taille de la sonde en contact, soit par la taille des particules recouvrant la surface du composant : dans le cas de la thermographie à cristaux liquides, la résolution spatiale est autour de 5 microns, dans le cas de la microscopie thermique à sonde locale, elle peut atteindre la centaine de nanomètres. La résolution temporelle est définie par les performances de la sonde et des constantes de temps thermiques au sein des matériaux. L'avantage des méthodes de contact est leur bonne résolution spatiale. En revanche, la mise en contact de la sonde peut modifier le comportement électrique et thermique au sein du composant. L'autre inconvénient est l'impossibilité de travailler sur des composants encapsulés. Enfin, les reliefs importants des composants rendent difficile la mesure sur certaines topologies (en particulier les HEMTs avec ponts à air et/ou avec plaque de champ).

3.1.3.2 Exemples de méthodes de mesure de la température par contact

Parmi les méthodes de contact, la thermographie à cristaux liquides a longtemps été utilisée pour de la mesure à l'échelle de la puce [27-29]. Cette technique est basée sur les propriétés optiques de matériaux organiques, qui ont la particularité de changer la polarisation de la lumière au-delà d'une certaine température. Les cristaux liquides sont disponibles pour des températures entre 30 °C et 100 °C. La résolution spatiale de cette méthode est liée à la taille des cristaux, autour de 5 μm et la résolution en

température est de l'ordre de plusieurs degrés. La thermographie à cristaux liquide est cependant réservée aux composants plans et est très difficile à mettre en œuvre.

La microscopie thermique à sonde locale (S_{Th}M : Scanning Thermal Microscopy) repose sur l'utilisation d'une pointe de microscope à force atomique (AFM : Atomic Force Microscope), en tant que thermocouple [24-26]. Parmi toutes les méthodes de mesure existantes, la microscopie thermique à sonde locale offre la meilleure résolution spatiale autour de 100 nm. Cette technique est complexe à mettre en œuvre pour des composants à fort relief.

3.1.4 Avantages et inconvénients des méthodes

Les méthodes de mesure de température des composants électroniques sont nombreuses, les avantages et inconvénients de chacune de ces méthodes sont regroupés dans le tableau 3.1.

Méthode	Exemple	Avantages	Inconvénients
Optiques	<ul style="list-style-type: none"> - Thermographie IR - Thermoréfectance - Raman 	<ul style="list-style-type: none"> - Cartographie - Sans contact - Résolution spatiale $\approx 1\mu\text{m}$ - Mesures transitoires 	<ul style="list-style-type: none"> - Accès à la zone mesurée - Coût
Electriques	<ul style="list-style-type: none"> - Tension de seuil - Méthode de coïncidence - Résistance 	<ul style="list-style-type: none"> - Composants packagés - Sans contact - Mesure en profondeur - Mesures transitoires 	<ul style="list-style-type: none"> - Température moyennée - Mode de fonctionnement non représentatif des conditions nominales
Contact	<ul style="list-style-type: none"> - S_{Th}M - Cristaux liquides 	<ul style="list-style-type: none"> - Cartographie - Résolution spatiale $< 1\mu\text{m}$ 	<ul style="list-style-type: none"> - Accès à la zone mesurée - Le contact peut perturber la thermique ou les caractéristiques électrique du composant

Tableau 3.1: Avantages et inconvénients des méthodes de mesures de température sur composants électroniques.

Nous avons vu que les méthodes électriques sont les plus simples à mettre en œuvre, mais fournissent une valeur de température moyennée. De plus, la présence de défauts profonds dans le GaN peut induire, comme la thermique, des variations des paramètres électriques : il est difficile de décorrélérer les variations dues à la thermique de celle dues aux effets de pièges. Ces phénomènes conduisent à une forte incertitude sur la mesure en température.

Parmi les méthodes de contact, la microscopie thermique à sonde locale bénéficie potentiellement de la meilleure résolution spatiale (≈ 100 nm). Mais la réalisation de cartographies en température n'est pas envisageable avec cette technique.

Finalement les méthodes optiques sont celles qui offrent un bon compromis pour leur facilité de mise en œuvre, leur résolution spatiale de l'ordre du micron et la possibilité de réaliser une cartographie

thermique rapide des composants. Pour ces raisons, nous avons utilisé essentiellement des méthodes optiques pour la caractérisation thermique de nos composants. Nous avons travaillé avec un système de thermographie IR, une technique de thermoréfectance et un système de spectrométrie Raman.

3.2 Mesure de la température par les méthodes optiques utilisées

Nous avons vu que le principe de la mesure de température par méthode optique consiste à l'étude du rayonnement électromagnétique en provenance d'un objet. Ce rayonnement peut être :

- émis par l'objet (principe de la thermographie IR)
- réfléchi par l'objet (principe de la thermo réflectance)
- diffusé par l'objet (principe de la spectrométrie Raman)

Le rayonnement électromagnétique peut également être absorbé ou transmis par un objet. Que ce rayonnement soit spontanément émis par l'objet, ou qu'il résulte d'une interaction avec un rayonnement incident en provenance d'une source extérieure (par réflexion ou par diffusion), son énergie est quantifiée sous forme de photons. Ce flux de photons provient d'une transition énergétique entre deux niveaux électroniques, au sein des atomes de la molécule. Un photon sera alors caractérisé par son énergie E , sa fréquence ν (ou sa longueur d'onde λ) et sera fonction de l'indice optique n du milieu traversé :

$$E = h\nu/n = hc/\lambda n \quad [\text{J}] \quad (3.1)$$

avec h la constante de Planck, $h = 6,62 \times 10^{-34}$ [J.s]

c la vitesse de la lumière dans le vide, $c = 3 \times 10^8$ [m/s]

λ périodicité spatiale ou longueur d'onde du rayonnement [m]

n l'indice optique du milieu de propagation, $n_{\text{air}} = 1$

Les rayonnements sont classés selon la longueur d'onde des photons émis. Les rayonnements de longueur d'onde entre 0,1 μm et 100 μm correspondent au rayonnement thermique.

3.2.1 Grandeurs énergétiques du rayonnement électromagnétique

Les rayonnements sont généralement exprimés sous forme de flux énergétique ou flux de chaleur noté Φ , qui correspond à la puissance émise par un objet dans tout l'espace hémisphérique supérieur Ω , comme représenté sur la figure 3.1 [34].

$$\Phi \text{ [J/s=W]} \quad (3.2)$$

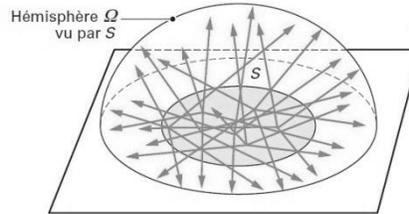


Figure 3.1: Représentation du flux Φ émis.

Les rayonnements peuvent également s'exprimer sous forme de densité de flux émis, à travers une surface élémentaire d'aire dS . On parle dans ce cas de l'émittance énergétique du rayonnement notée M :

$$M = d\Phi / dS \text{ [W/m}^2\text{]} \quad (3.3)$$

avec dS l'aire de la surface élémentaire [m^2]

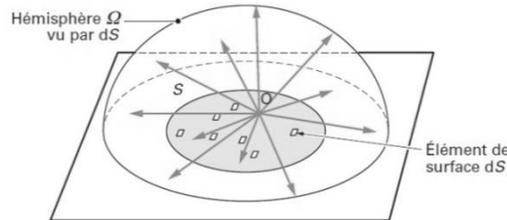


Figure 3.2: Représentation de la densité de flux M émis (ou émittance).

En pratique un système optique ne mesure qu'une portion de l'espace, caractérisé par un cône élémentaire d'angle solide $d\Omega$ (exprimé en stéradian [sr]), on définit les notions de luminance et d'intensité :

- La luminance, notée L , est la fraction de la densité de flux énergétique (ou émittance) à travers la surface perpendiculaire au cône élémentaire d'angle solide $d\Omega$ et de direction Ox , formant un angle θ avec la normale à la surface :

$$L_{Ox} = \frac{d^2\Phi_{Ox}}{dS_{Ox}d\Omega} = \frac{d^2\Phi_{Ox}}{dS \cos(\theta)d\Omega} \text{ [W/m}^2\text{/sr]} \quad (3.4)$$

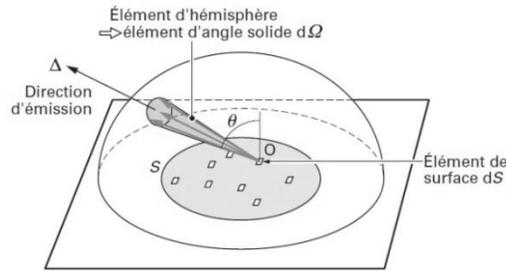


Figure 3.3: Représentation de la luminance L mesurée.

- L'intensité I est la fraction de flux énergétique (ou flux de chaleur) dans la direction Ox et rayonnée par unité d'angle solide dΩ:

$$I_{Ox} = \frac{d\Phi_{Ox}}{d\Omega} \quad [W/sr] \quad (3.5)$$

Ces grandeurs utilisées pour quantifier le rayonnement sont également utilisées en optique, exprimées dans des unités différentes, comme présenté dans le tableau 3.2.

Grandeur	Nom	Unité SI	Unité optique
Φ	Flux	W	Lumen
M	Emittance	$W.m^{-2}$	Lux
L_{Ox}	Luminance	$W/m^2/sr^1$	Candela/m ²
I_{Ox}	Intensité	W/sr^1	Candela

Tableau 3.2: Unités SI et unités optiques de mesure du rayonnement.

La mesure de l'évolution de ces grandeurs énergétiques par différents systèmes nous permet de revenir à la température d'un objet.

3.2.2 La thermographie infrarouge

Le premier système de mesure de la température par méthode optique que nous avons utilisé pour caractériser nos composants est un système de thermographie infrarouge. Le principe de la thermographie IR est de déduire la température d'un corps à partir de la mesure du flux thermique spontanément rayonné par le composant. Cette technique de mesure s'est développée dans le domaine de la microélectronique avec l'arrivée d'objectifs infrarouges à large ouverture numérique. L'utilisation de microscope infrarouge est aujourd'hui largement répandue dans l'industrie du semi-conducteur pour la détection de défauts [13-16].

3.2.2.1 Loi d'émission du corps noir

Le rayonnement d'un corps dépend de sa nature, de sa température et de son environnement (rayonnement transmis ou réfléchi par un corps voisin). Il est difficile de savoir quelle proportion du rayonnement provient uniquement de l'émission du corps en question.

On appelle émetteur idéal, un corps qui émet le maximum d'énergie pour une température donnée. Ce corps est qualifié de corps noir. Pour un corps noir, l'intégralité du rayonnement reçu est absorbée pour toutes les longueurs d'ondes (aucune transmission ou réflexion des autres corps). Le rayonnement émis par ce corps noir sera uniquement caractéristique de ce corps et non des corps voisins.

Planck a montré que l'émittance énergétique d'un corps noir, notée M^0 , est fonction de sa longueur d'onde et de sa température :

$$M_{\lambda}^0(T) = \frac{dM^0(T)}{d\lambda} = \frac{C_1 \lambda^{-5}}{e^{\left(\frac{C_2}{\lambda T}\right)} - 1} \quad (3.6)$$

$$\text{où } C_1 = 2\pi hc^2 \quad \text{et} \quad C_2 = hc/k$$

avec h la constante de Planck, $h = 6,62 \times 10^{-34} [\text{J.s}]$

k la constante de Boltzmann, $k = 1,3805 \times 10^{-23} [\text{J/K}]$

La représentation de l'émittance énergétique en fonction de la longueur d'onde, pour différentes températures est appelée courbe de Planck, comme illustré sur la figure 3.4. Ces courbes passent par un maximum qui se situe à une longueur d'onde λ_{max} déduite d'après la loi de déplacement de Wien :

$$\lambda_{\text{max}} = 2897,8/T \quad [\mu\text{m}] \quad (3.7)$$

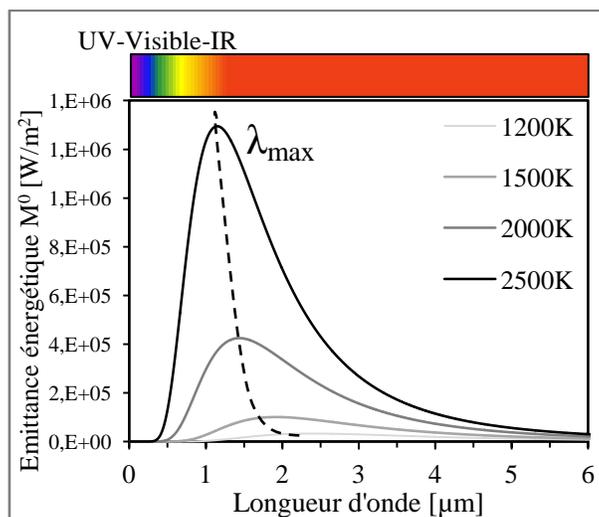


Figure 3.4: Emittance énergétique du corps noir en fonction de la longueur d'onde rayonnée, pour différentes températures.

3.2.2.2 Relation émittance énergétique du corps noir et température

L'émittance énergétique du corps noir est proportionnelle à la puissance quatrième de la température du corps. Elle correspond à l'intégrale de l'émittance énergétique sur tout le domaine spectral. Elle est donnée par la relation suivante :

$$M^0 = \int_0^{+\infty} M_\lambda^0 d\lambda = \int_0^{+\infty} \frac{dM^0}{d\lambda} d\lambda \quad (3.8)$$

L'application de la loi de Planck (3.6) nous permet d'exprimer l'émittance totale en fonction de la température :

$$\int_0^{+\infty} \frac{dM^0}{d\lambda} d\lambda = \int_0^{+\infty} \frac{C_1 \lambda^{-5}}{e^{\left(\frac{C_2}{\lambda T}\right)} - 1} d\lambda \quad (3.9)$$

En effectuant un changement de variable en posant :

$$x = \frac{C_2}{\lambda T}, \text{ soit } \lambda = \frac{C_2}{xT} \text{ et } d\lambda = -\frac{C_2 dx}{x^2 T}$$

L'équation devient :

$$M^0 = \int_{+\infty}^0 C_1 \left(\frac{xT}{C_2}\right)^5 \frac{1}{e^x - 1} \frac{C_2 dx}{x^2 T} \quad (3.10)$$

soit

$$M^0 = C_1 \left(\frac{T}{C_2}\right)^4 \int_{+\infty}^0 \frac{x^3 dx}{e^x - 1} \quad (3.11)$$

sachant que

$$\int_0^{+\infty} \frac{x^3 dx}{e^x - 1} = \frac{\pi^4}{15}$$

il en résulte que

$$M^0 = C_1 \left(\frac{T}{C_2}\right)^4 \frac{\pi^4}{15} \quad (3.12)$$

en remplaçant $C_1 = 2\pi^5 hc^2$ et $C_2 = \frac{hc}{k}$, on obtient : $M^0 = \left(\frac{2\pi^5 k}{15c^2 h^3}\right) T^4$

d'où :

$$M^0 = \sigma T^4 \quad (3.13)$$

avec et $\sigma = \frac{2\pi^5 k}{15c^2 h^3}$, la constante de Stefan, $\sigma = 5,67 \times 10^{-8} \text{ W/m}^2/\text{K}^4$

L'équation (3.13) est appelée loi de Stefan. Elle permet d'estimer directement la température d'un émetteur parfait à partir de la mesure de l'émittance.

3.2.2.3 Cas des corps réels

La loi de Stefan démontrée précédemment ne peut pas être utilisée telle quelle dans le cas de corps réels qui ne sont pas des corps noirs. Pour évaluer la capacité d'émission d'un corps réel par rapport au corps noir, on introduit la notion d'émissivité d'un matériau, notée ε , qui est le rapport entre l'émittance énergétique du corps considéré et celle du corps noir.

$$\varepsilon_\lambda = \frac{M_\lambda}{M_\lambda^0} [\%] \quad (3.14)$$

Dans ce cas, on définit la loi de Stefan du corps gris (quand ε dépend de la température) ou du corps coloré (quand ε dépend de la température et de la longueur d'onde) :

$$M^0 = \varepsilon \sigma T^4 \quad (3.15)$$

L'émissivité d'un corps réel dépend de la nature physique de la surface (diélectrique ou conducteur), de l'état de surface (défaut de planéité, rugosité) et de l'état chimique de surface (oxydation, peinture, etc.). La notion d'émissivité n'est pas triviale. En pratique, la mesure de l'émittance d'un corps à forte émissivité est directement liée à la température du corps, selon la loi de Stefan du corps gris. En revanche, la mesure de l'émittance d'un corps à faible émissivité est la somme de l'énergie émise par ce corps et des contributions énergétiques émises par les autres corps (réfléchies à la surface du corps étudié, ou transmises à travers le corps étudié). Plus l'émissivité est faible, plus la contribution de l'énergie émise par le corps est faible devant la contribution de l'énergie émise par les corps voisins.

La solution utilisée pour s'affranchir de cette inconnue est de choisir un corps où la contribution des corps voisins est négligeable (par exemple une zone au-dessus d'une couche métallique qui réfléchit la quasi-totalité du rayonnement en provenance des couches inférieures). Il est alors nécessaire de réaliser une étape d'étalonnages en émissivité de cette zone d'intérêt [32-34].

Le tableau 3.3 regroupe des valeurs d'émissivité des principaux matériaux utilisés en microélectronique.

Matériau	Emissivité
Silicium	0,6 – 0,7
Or	0,02 – 0,03
Aluminium	0,04 – 0,06
Tantale	0,01 – 0,03
Carbone graphite	0,7 – 0,8
Alumine	0,1 – 0,2
GaAs	0,55 – 0,7
GaN	0,5
SiN	0,8 – 0,95
Corps Noir	1

Tableau 3.3: Emissivité des principaux matériaux utilisés en microélectronique [35].

3.2.2.4 Présentation du banc de mesure de thermographie IR

Le principe du banc de mesure par thermographie IR est de collecter la luminance L du composant polarisé, dans la fenêtre spectrale située entre 3 et 5 μm (en dehors des bandes d'absorption de l'atmosphère). Le principe est le même que celui des caméras thermiques que l'on trouve dans le commerce. Pour atteindre des performances en résolution spatiale à la limite de diffraction du rayonnement, notre système dispose d'objectifs IR à large ouverture numérique couplés à un ensemble de détecteurs. Une phase d'étalonnage en émissivité permet de revenir à la température du composant à partir de l'émittance énergétique mesurée.

Les mesures de température par thermographie IR ont été réalisées avec l'Infrascopie III de la société américaine Quantum Focus Instruments [36]. Les caractérisations ont été réalisées à Thales Research and Technology. L'appareil dont nous disposons peut être utilisé pour de la détection de points chauds ou de la mesure de température. La détection de points chauds est une mesure qualitative de l'échauffement au sein d'un composant. Elle permet de localiser les points chauds dans le composant où existe un éventuel défaut. Le système permet également une mesure en température, en régime stationnaire ou en régime transitoire, pour des longueurs d'impulsion minimales de la centaine de microsecondes.

Le système que nous avons utilisé est constitué :

- d'une caméra noir et blanc pour positionner les pointes de polarisation,
- d'un détecteur matriciel infrarouge en InSb 512x512 pixels refroidi par azote liquide pour la mesure en stationnaire,
- d'une diode InSb mono pixel également refroidie par azote liquide pour la mesure transitoire,

- d'une plaque chauffante thermo régulée qui impose une température constante au montage entre 25 °C et 200 °C,
- d'un jeu de support sur lequel est maintenu l'échantillon mesuré, en contact avec la plaque chauffante par aspiration,
- d'une série d'objectifs infrarouges de grossissement ½X, 1X, 2X, 4X, 12X et 20X.

Un schéma représentant les différents éléments du banc de mesure et une photographie du système sont représentés sur la figure 3.5.

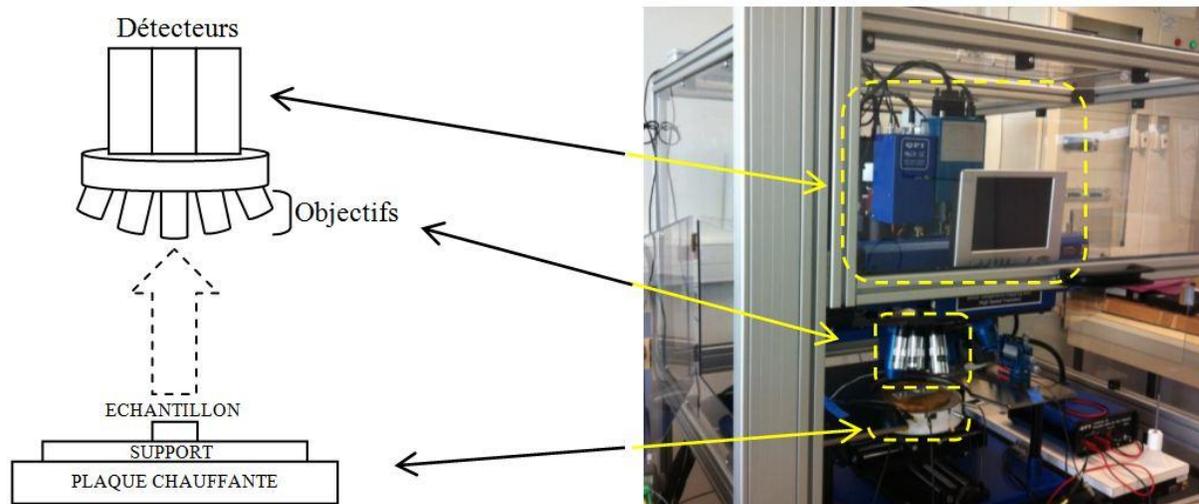


Figure 3.5: Schéma et photographie du système de thermographie IR utilisé.

Le détecteur transitoire du système de thermographie IR n'a pas les mêmes performances que le détecteur stationnaire. En transitoire, le signal est enregistré par un détecteur mono pixel, d'une résolution spatiale de 25 μm avec l'objectif de plus fort grossissement (20X). Dans le cas d'une configuration pour une mesure en régime stationnaire, une caméra InSb fournit une cartographie du composant avec une résolution spatiale de 2 μm avec le même objectif. Des mesures en régime transitoire en infrarouge ont été réalisées mais n'ont pas permis d'extraire une information exploitable de l'élévation de température. Nous nous intéresserons donc uniquement aux mesures IR en régime stationnaire.

3.2.2.5 Mode direct et mode avec étalonnage

Le système de mesure dispose de 2 modes pour la mesure en température en régime stationnaire :

- un mode de mesure directe qui extrait directement la température par extrapolation de la luminance L à partir d'une loi de Planck,
- un mode avec étalonnage en émissivité.

La méthode de mesure directe est immédiate mais est moins précise car les HEMTs sous test ne sont pas des émetteurs idéaux. Le second mode, plus précis, nécessite la réalisation de courbes d'étalonnage à chaque mesure, et est donc plus longue à mettre en œuvre.

Nous avons comparé les résultats obtenus sur la mesure d'un échantillon avec ces 2 modes de mesure. Les mesures ont été réalisées au point le plus chaud du composant (grilles au centre du transistor), à différentes densités de puissance dissipée et à différentes températures de référence. La température de référence correspond à la température enregistrée par le thermocouple, sous le composant. Les résultats sont regroupés dans le tableau 3.4.

Température de référence	Puissance dissipée	Luminance	Mesure en mode direct	Mesure étalonnée	Ecart
$T_{\text{Réf}} [^{\circ}\text{C}]$	$P_{\text{DISS}} [\text{W}/\text{mm}]$	$L \times 10^3 [\text{W}/\text{m}^2/\text{sr}]$	$\Delta T_{\text{direct}} [^{\circ}\text{C}]$	$\Delta T_{\text{étalonnée}} [^{\circ}\text{C}]$	$\Delta T_{\text{direct}} - \Delta T_{\text{étalonnée}} [^{\circ}\text{C}]$
50	5	0,617	55,6	45,5	10,1
50	5	0,592	56,6	44,1	12,5
50	5	0,594	56,5	44,2	12,3
50	3	0,326	31,4	26,2	5,2
50	5	0,6	55,2	44,6	10,6
50	8	1,495	94,8	80,7	14,1
50	5	0,6	55,2	44,6	10,6
100	5	2,526	117,2	107,3	9,9

Tableau 3.4: Comparaison des mesures de température par méthode directe et par méthode étalonnée.

Les mesures comparatives entre la méthode directe et la méthode étalonnée montrent un écart autour de 10°C à $P_{\text{DISS}}=5\text{W}/\text{mm}$. Cet écart semble indépendant de la température de référence et fonction de la densité de puissance dissipée. La tendance reste la même à savoir que la température extraite par la méthode directe est plus élevée que celle obtenue par la méthode avec étalonnage. Plus le composant dissipe, plus cet écart augmente.

La variation de l'émissivité avec la température peut expliquer cette tendance. En effet, pour extraire la température, il est nécessaire, dans un premier temps, de faire une mesure de référence de la luminance du composant non polarisé, à une température donnée. Cette référence permet d'extraire une

cartographie en émissivité. Puis le système mesure la luminance du composant polarisé et extrapole la température à partir d'une loi de Planck. Cette extrapolation suggère une valeur d'émissivité constante (extraite à partir de la mesure de référence) et indépendante de la température. Les comparaisons montrent au contraire que l'émissivité des matériaux mesurés varie avec la température (notamment que l'émissivité diminue lorsque la température augmente) Ce résultat ne peut toutefois se généraliser pour tous les matériaux mais reste vrai dans le cas d'une mesure de température sur passivation à base de SiN, qui constitue la passivation de référence pour les filières GaN.

3.2.2.6 L'étalonnage en émissivité

L'émissivité des matériaux est définie par les propriétés optiques du matériau (indices optiques, fonction diélectrique). Ces dernières sont dépendantes de la température, de la longueur d'onde, de l'épaisseur, des conditions de croissance. Pour quantifier l'augmentation de température à partir de la variation de la luminance du rayonnement mesuré par le système, nous avons procédé à un étalonnage en émissivité.

L'étalonnage consiste à réaliser une cartographie en luminance sur toute la surface du composant à différentes températures comprises entre 50 °C et 200 °C. Pour chaque température, la caméra est refocalisée pour tenir compte la dilatation thermique du composant. Nous avons ensuite tracé cette courbe d'étalonnage dans la zone la plus chaude du transistor située entre l'espace grille-drain au-dessus du contact ohmique.

Nos premières mesures ont été effectuées en réalisant un étalonnage à l'aide du logiciel proposé par le système. Nous avons rapidement changé de méthode, qui nécessitait des temps de mesures trop importants : il fallait effectuer un étalonnage pour chaque mesure.

Nous avons procédé à un étalonnage manuel, qui repose sur le même principe d'étalonnage que celui proposé par le logiciel. Nous avons réalisé cette courbe d'étalonnage par une mesure de la luminance du composant, non polarisé, en mode direct, à différentes températures. Pour valider la démarche, nous avons comparé les courbes d'étalonnage par la méthode utilisant le logiciel et la méthode manuelle. La figure 3.6 nous montre que l'écart entre la méthode d'étalonnage avec le logiciel et la méthode manuelle est très faible, ce qui nous permet de valider la démarche.

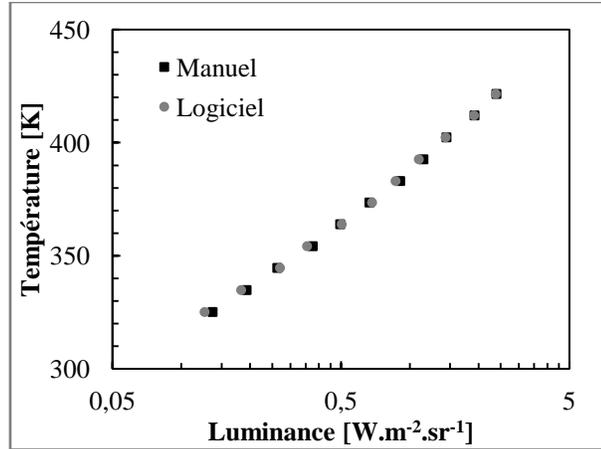


Figure 3.6: Comparaison des courbes d'étalonnage obtenues par la méthode logicielle et la méthode manuelle.

Les marqueurs de couleurs noirs de la courbe sur la figure 3.6 représentent l'étalonnage avec le logiciel. Les marqueurs gris correspondent à l'étalonnage manuel. A partir des courbes obtenues par étalonnage manuel et présentées sur la figure 3.7, nous avons extrait une courbe de tendance de forme exponentielle pour exprimer la luminance L , en fonction de la température T .

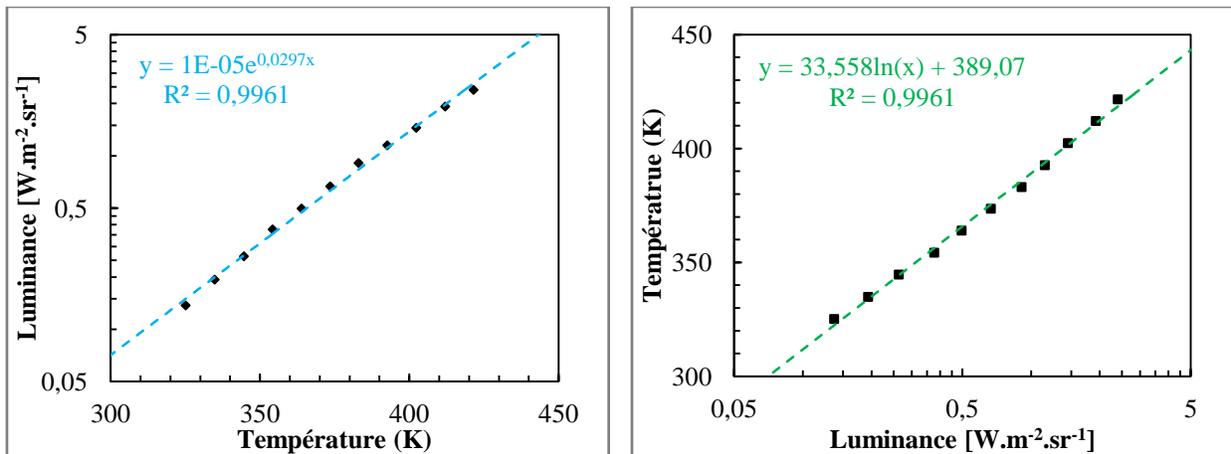


Figure 3.7 : Courbes d'étalonnage en émissivité de la zone de mesure par étalonnage manuel.

$$L=1 \times 10^{-5} \exp(0,03 \times T) \text{ [W/m}^2\text{/sr]} \quad (3.16)$$

$$T=33,6 \times \ln(L) + 390 \text{ [T]} \quad (3.17)$$

3.2.3 La thermoréfectance

Le deuxième système optique de mesure de température mis en œuvre pour caractériser nos composants est un système de thermoréfectance. Le principe de base de la thermoréfectance repose sur la mesure du changement des propriétés optiques des matériaux (en particulier la réflectivité) en fonction de la température [37,38]. Cette technique peut être utilisée pour faire de l'analyse de

défaillance par détection de points chauds, pour réaliser des cartographies en température en régime transitoire et pour mesurer la conductivité thermique des matériaux.

3.2.3.1 Variation des propriétés optiques des matériaux en fonction de la température

Soumis à une variation de température, le volume d'un matériau (et la densité de particules contenues dans le matériau) change par dilatation thermique. L'indice optique complexe \hat{n} d'un matériau est directement lié à la densité de particules constituant le matériau. Il est défini par :

$$\hat{n} = n + ik \quad (3.18)$$

avec n et k respectivement l'indice optique réel et l'indice optique imaginaire

Lorsque le volume augmente, la densité de particules diminue et l'indice optique diminue. Cette diminution de l'indice optique induit également une diminution de l'indice de réfraction, défini par la relation :

$$R = \frac{(n-1)^2 + k^2}{(n+1)^2 + k^2} \quad (3.19)$$

avec n l'indice de réfraction du milieu

k le coefficient d'extinction du milieu

La relation qui relie la variation de la réflectivité en fonction de la variation de la température peut être ainsi approchée au premier ordre [38] :

$$\frac{\Delta R}{R} = \left(\frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial T} \right) \Delta T \quad (3.20)$$

Le coefficient $\left(\frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial T} \right)$ est appelé coefficient d'étalonnage, noté C_{Th} . Ce coefficient est fonction de la longueur d'onde de la source d'excitation, de l'angle d'incidence et de la composition de l'échantillon (couche simple ou multicouche). La réflectivité d'un matériau varie peu avec la température et le coefficient d'étalonnage est de l'ordre de 10^{-2} - $10^{-5} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

3.2.3.2 Présentation du banc de mesure de thermoréflectance

Le principe de fonctionnement du banc de mesure par thermoréflectance est d'extraire la température à partir de la variation de réflectivité mesurée lorsque le composant est en fonctionnement.

Ce composant est soumis à un rayonnement incident induit par une source à LED. Une phase d'étalonnage permet d'extraire le coefficient C_{Th} nécessaire pour revenir à la température du composant.

Les mesures de température par thermoréflectance ont été réalisées avec le système NT210B commercialisé par la start-up américaine Microsanj [39]. Les caractérisations ont été réalisées à Thales Research and Technology sur un appareil prêté par cette société. Le système permet une mesure de température en régime transitoire avec une résolution temporelle de 300ns.

Le système que nous avons utilisé est constitué :

- d'une caméra qui fonctionne dans le visible haute résolution 1626x1236 pixels,
- de 3 LEDs de longueur d'onde différente,
- d'une plaque chauffante permettant d'imposer une température constante entre 25 °C et 200 °C
- d'une série d'objectifs de grossissement 5X, 20X, 50X et 100X

Un schéma représentant les différents éléments du banc de mesure et une photographie du système sont représentés sur la figure 3.8.

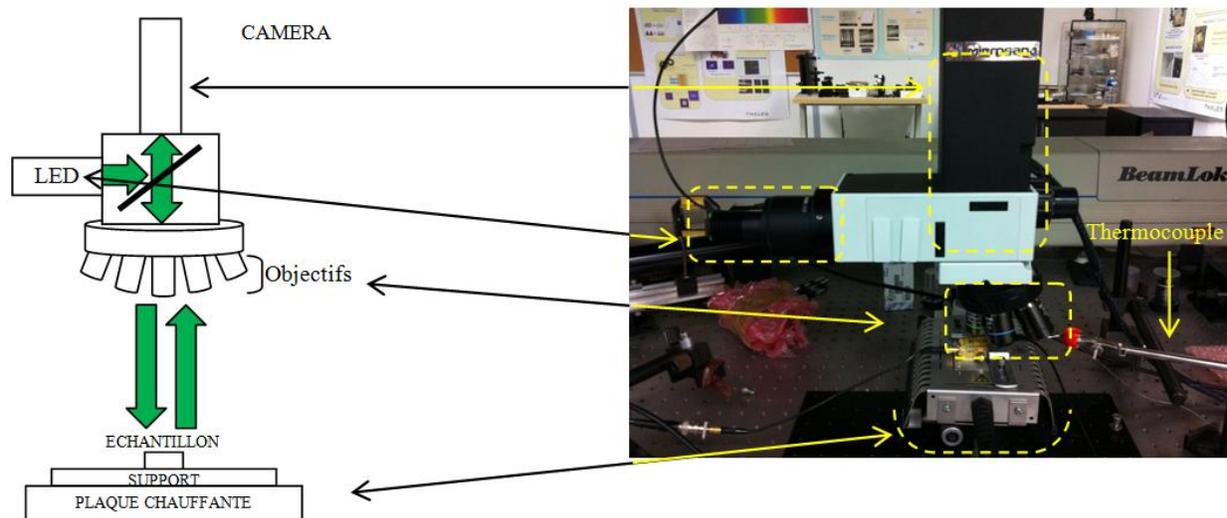


Figure 3.8: Schéma et photographie du système de thermoréflectance utilisé.

Le système de mesure dispose de 3 LEDs : 1 bleue à 470 nm, 1 verte à 530 nm et 1 blanche. L'intérêt d'avoir plusieurs sources de longueur d'onde différente est de pouvoir choisir une longueur d'onde pour laquelle la réflectivité du matériau mesuré est la plus grande. Cela permettra d'extraire les variations de la réflectivité qui sont effectivement liées à la variation de température, de celles qui sont

induites par des réflexions parasites liées par exemple à la rugosité de surface (l'équivalent d'un « bruit de mesure »).

3.2.3.3 Principe de la mesure transitoire par thermoréfectance

Le principe de la mesure transitoire par le système de thermoréfectance est décrit sur la figure 3.9.

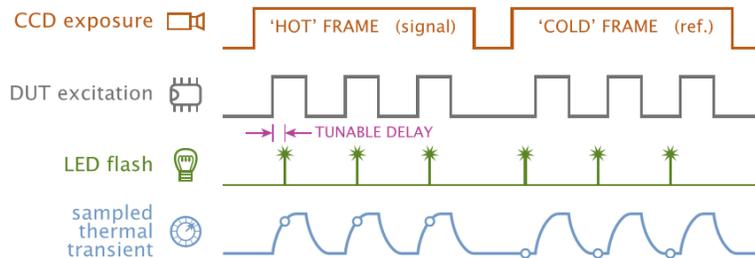


Figure 3.9: Principe de la mesure transitoire par thermoréfectance.

Au cours de la mesure, le composant est polarisé par un générateur de pulse externe synchronisé avec le système. Une LED éclaire la surface du composant par un « flash » d'une durée d'exposition d'environ 10ns et la caméra enregistre l'intensité du signal réfléchi. La durée de l'acquisition est d'environ 100ns. Pour calculer la variation de réflectivité du matériau, le système compare l'intensité moyenne d'une série d'acquisition à l'état ON (pulse ON) et l'intensité moyenne d'une série d'acquisition à l'état OFF (pulse OFF).

L'instant de la mesure est défini par le retard entre le début de chaque pulse et le flash de la LED. Ce retard peut être fixe ou évoluer au cours de la mesure, pour suivre la réponse thermique transitoire du composant.

3.2.3.4 Choix de la longueur d'onde du rayonnement incident

La réflectivité d'un matériau est liée à la longueur d'onde du rayonnement incident. Les mesures ont été réalisées sur la couche de passivation recouvrant le contact ohmique. Cette zone de mesure a été choisie car elle correspond à la zone métallique visualisable la plus proche de chaque point chaud du composant. En effet, sur la figure 3.10, représentant sur la partie de gauche une cartographie de la variation de la réflectivité observée au-dessus du composant et sur la partie de droite une image en noir et blanc d'un HEMT GH25, on constate que dans cette zone de mesure, notée ROI, une variation de la

réflectivité est observée lorsque le composant est polarisé en pulsé avec une longueur d'impulsion de $1,2 \mu\text{s}$.

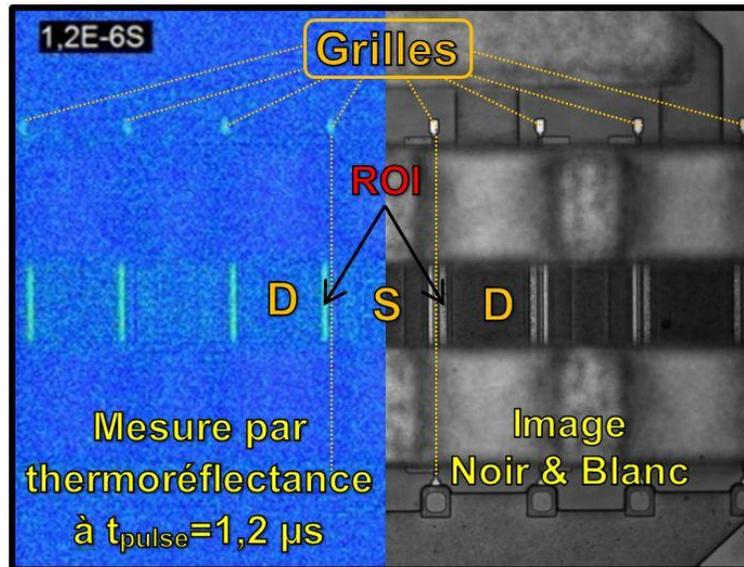


Figure 3.10: Cartographie de la variation de réflectivité réalisée sur un HEMT GH25 $8 \times 125 \mu\text{m}$ polarisé en pulsé avec une longueur d'impulsion de $1,2 \mu\text{s}$.

La cartographie présentée en figure 3.10 a été réalisée avec la LED verte à 530 nm . Elle montre une variation de réflectivité plus importante au niveau de la zone d'intérêt, par rapport aux autres cartographies réalisées avec les LEDs bleue et blanche et présentées sur la figure 3.11. Ce résultat est identique à celui obtenu par Tessier et al. dans [40]. Ces auteurs ont montré que la réflectivité d'une couche de matériau SiN déposée sur de l'or électrolytique, présente une réflectivité plus élevée autour de 500 nm . A partir de ces mesures, ils ont simulé la variation de la réflectivité et déduit qu'elle est plus forte dans la même gamme de longueur d'onde [47]. Les résultats de ces mesures et de ces simulations sont regroupés sur la figure 3.12. Cette donnée justifie notre choix de travailler avec la LED verte à 530 nm . Dans la suite, nous présenterons uniquement les mesures par thermoréflectance réalisées avec cette LED.

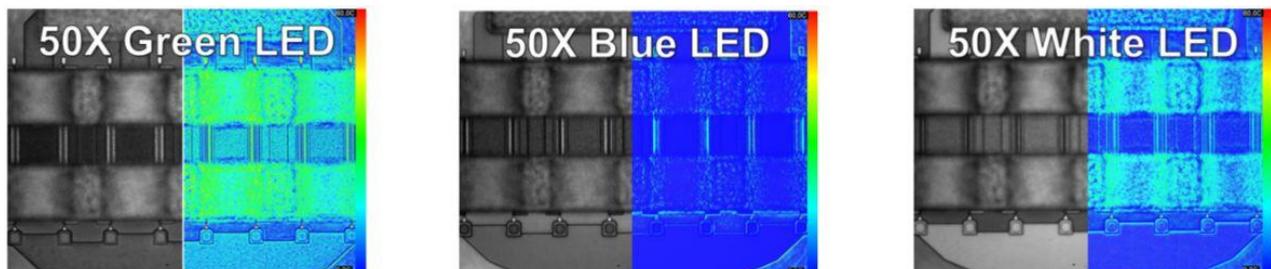


Figure 3.11: Cartographie de la variation de la réflectivité d'un HEMT GH25 $8 \times 125 \mu\text{m}$ réalisés avec des LEDs de couleur différentes.

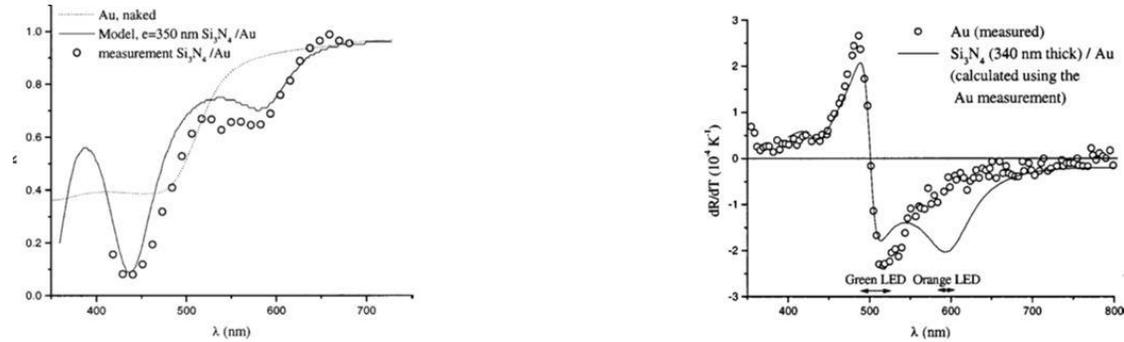


Figure 3.12: Mesures de la réflectivité (gauche) et de la variation de réflectivité (droite) d'une couche de SiN en fonction de la longueur d'onde [41].

3.2.3.5 Extraction du coefficient d'étalonnage C_{Th}

La phase d'extraction du coefficient C_{Th} est une étape qui se différencie de la phase de mesure. Elle utilise un logiciel dédié à l'étalonnage et une configuration particulière. L'étalonnage s'effectue à l'aide d'une cellule Peltier sur laquelle est reporté l'échantillon avec une couche de graisse thermique étalée à l'aide d'une lame de rasoir. Cette couche doit être la plus fine possible (autour de quelques dizaines de microns) pour ne pas créer de résistance thermique supplémentaire entre la puce et la cellule Peltier. Un thermocouple est en contact avec l'échantillon et sert d'indicateur de température de référence pour le système.

Le système envoie une consigne sinusoïdale en tension au Peltier d'amplitude égale à 2 V (au-delà la réponse du thermocouple n'est plus linéaire) à une fréquence de 1 Hz. Le Peltier transpose cette consigne en une variation de température entre 25 °C et 50 °C. Le thermocouple permet au système d'enregistrer la température de l'échantillon et de l'associer à une valeur de réflectivité. La variation sinusoïdale de température sur plusieurs périodes imposée à l'échantillon va permettre au système de tracer la courbe de la réflectivité de la zone sélectionnée en fonction de la température et d'extraire par régression linéaire le coefficient C_{Th} qui est égal à la pente de la courbe de tendance. La figure 3.13 est une photographie du montage de calibration, la figure 3.14 est une capture d'écran de la courbe d'étalonnage obtenue.

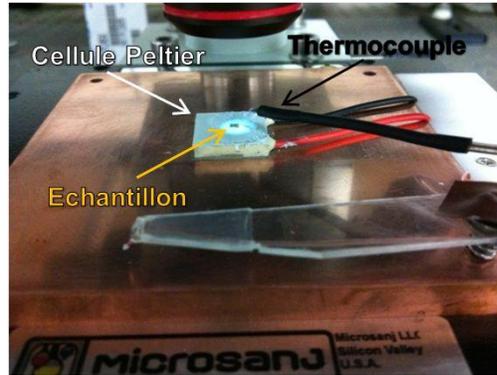


Figure 3.13: Photographie d'une puce nue utilisée pour la phase d'étalonnage.

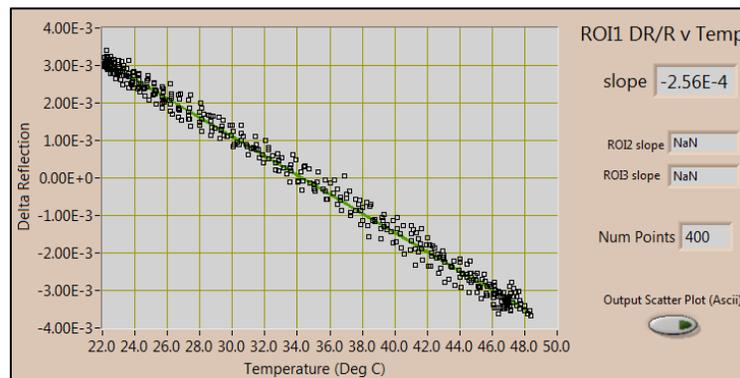


Figure 3.14: Courbe d'étalonnage obtenue avec la LED verte et l'objectif 5X.

Si la capacité thermique du montage est trop importante (forte inertie thermique), la variation de température sera déphasée par rapport à la consigne en tension du Peltier et il ne sera pas possible d'extraire un coefficient C_{TH} par régression linéaire. Pour réduire l'inertie de notre montage, nous avons utilisé un échantillon dédié à la calibration, qui correspond à une puce GH25, débrassée de son montage de test.

Le choix de l'objectif est critique pour la phase d'étalonnage :

- avec un objectif de grossissement trop grand (20X et plus), l'image enregistrée par la caméra ne sera pas focalisée pour toute la plage de température au cours de l'étalonnage, à cause de la dilatation thermique de l'échantillon.
- avec un objectif de grossissement trop faible, il n'est pas possible de sélectionner la zone que l'on souhaite mesurer.

Une fois cette phase d'étalonnage effectuée et le coefficient C_{Th} extrait avec l'objectif optimal, (dans notre cas, $C_{Th} = -2,57 \times 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ avec l'objectif 5X), une dernière étape de correction du coefficient d'étalonnage doit être réalisée. Cette étape permet de prendre en compte la différence d'ouverture numérique entre l'objectif utilisé dans la phase d'étalonnage et l'objectif utilisé pour la mesure (50X dans notre cas).

Pour cela nous avons réalisé une série de mesures sur une zone large assez proche du point chaud, typiquement le contact de drain, avec les objectifs 5X, 50X et 100X. Nous avons choisi la valeur arbitraire de $C_{Th} = 1 \times 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. Nous avons comparé les températures obtenues dans les mêmes conditions de puissance dissipée et de température de référence. Les résultats sont regroupés dans le tableau 3.5.

Objectif	ΔT pour $C_{Th} = 1 \times 10^{-4} \text{ K}^{-1}$	$\Delta T / \Delta T_{5X}$
5X	56,96	100 %
50X	47,37	83 %
100X	32,64	57 %

Tableau 3.5: Correction du coefficient d'étalonnage C_{Th} en fonction de l'ouverture numérique de l'objectif utilisé.

Une différence de 83 % a été calculée entre l'objectif 5X et l'objectif 50X. Pour tenir compte de cet écart, nous avons corrigé de 17 % le coefficient d'étalonnage. La valeur $C_{Th} = -2.13 \times 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ correspond au coefficient d'étalonnage de la couche de passivation, au-dessus du contact ohmique mesurée avec la LED à 530 nm et l'objectif 50X. Ce coefficient permet au logiciel du système de recalculer la variation de température.

3.2.4 La spectrométrie Raman

Le troisième et dernier système de mesure de la température par méthode optique que nous avons utilisé pour caractériser nos composants est un système de micro-spectrométrie Raman. Le principe de la spectrométrie Raman est l'étude du spectre électromagnétique du rayonnement diffusé par une molécule, soumise à une onde incidente monochromatique. Cette technique s'est largement développée dans les années 1960 avec l'apparition des sources laser. La résolution spatiale de cette technique de mesure, de l'ordre du micron et la possibilité de sonder indépendamment la température de chaque matériau, la rend particulièrement adaptée à l'étude des composants microélectroniques.

3.2.4.1 Origine de la diffusion Raman

Le phénomène de diffusion est une variation des niveaux énergétiques vibrationnels des atomes d'une molécule, induite par un rayonnement monochromatique incident issu d'une source laser [42,43]. Les noyaux des atomes dans un état vibrationnel réel initial, vont passer à un état vibrationnel virtuel, par interaction avec les photons incidents. Puis, les atomes vont passer à un état vibrationnel réel final par émission d'un flux de photons dans toutes les directions de l'espace. La différence entre l'état initial et final va définir le type de diffusion :

- si l'énergie vibrationnelle des atomes à l'état final est la même qu'à l'état initial, la diffusion est de type élastique. L'étude spectrale du rayonnement diffusé fait apparaître une composante intense, à la même fréquence que l'onde incidente, appelée raie Rayleigh.
- si l'énergie vibrationnelle des atomes à l'état final est différente de celle à l'état initial, la diffusion est de type inélastique. L'étude spectrale du rayonnement diffusé fait apparaître deux composantes de plus faible intensité :
 - une composante de fréquence inférieure à la fréquence du rayonnement incident (ou longueur d'onde supérieure), appelée raie Stokes, qui traduit le passage des atomes dans un état vibrationnel excité de nombre quantique vibrationnel supérieur au nombre quantique de l'état initial.
 - une composante de fréquence supérieure à la fréquence du rayonnement incident (ou longueur d'onde inférieure), appelée raie anti-Stokes, qui traduit le passage des atomes dans un état vibrationnel fondamental (ou excité) de nombre quantique vibrationnel inférieur au nombre quantique de l'état initial.
 -

Ces phénomènes de diffusion sont illustrés sur la figure 3.15.

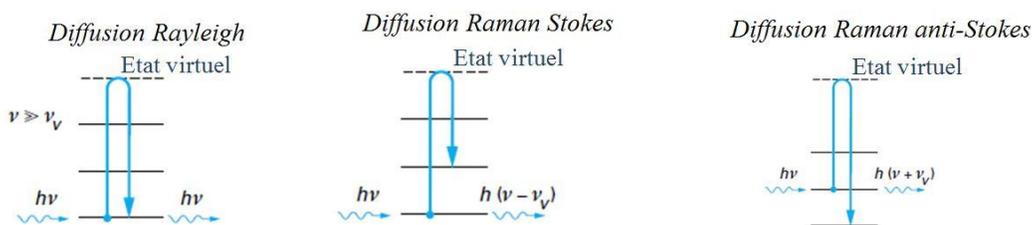


Figure 3.15: Schéma de principe des différents types de diffusion par interaction photons-matière.

Un spectre Raman est généralement exprimé en fonction de la variation du nombre d'onde défini par :

$$\Delta w = \frac{10^7}{\lambda_0} - \frac{10^7}{\lambda} \quad (3.21)$$

avec Δw la variation de nombre d'ondes [cm^{-1}]

λ_0 la longueur d'onde du laser [nm]

λ la longueur d'onde du spectre de diffusion [nm]

Un spectre de diffusion est constitué d'une raie Rayleigh très intense à la même fréquence que l'onde incidente ($\Delta w=0$) et d'un ensemble de raies Stokes ($\Delta w>0$) et anti-Stokes ($\Delta w<0$) décalées en fréquence et caractéristiques des atomes présents dans la molécule. Un exemple de spectre de diffusion du GaN sur SiC est présenté sur la figure 3.16.

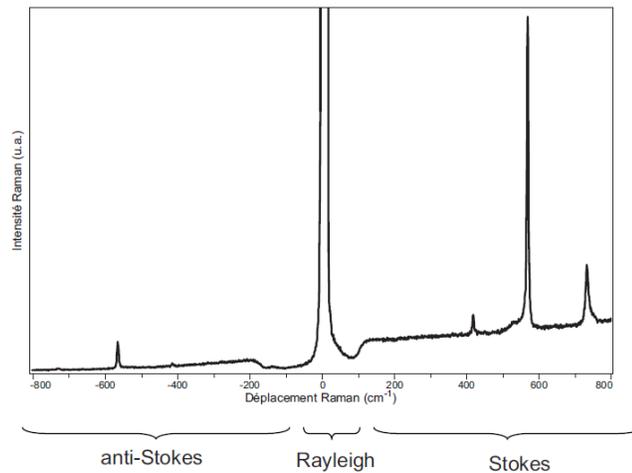


Figure 3.16: Exemple de spectre de diffusion du GaN sur SiC avec un laser à 514 nm [42].

La fréquence de l'onde incidente aura un impact sur le type de phénomène physique à l'origine des transitions énergétiques des molécules :

- si la fréquence du signal est du même ordre de grandeur que la fréquence des transitions vibrationnelles, alors les phénomènes d'absorption et d'émission stimulée seront les plus probables.
- si la fréquence de l'onde incidente est très grande devant la fréquence des transitions vibrationnelles, alors les phénomènes de diffusion sont les plus probables.

C'est pourquoi un rayonnement incident infrarouge favorise les phénomènes d'absorption ou d'émission stimulée, les rayonnements UV et visibles, les phénomènes de diffusion.

Seuls les atomes à l'état vibrationnel excité pourront générer une diffusion de type anti-Stokes, par passage à un état vibrationnel de nombre quantique inférieur. Mais la probabilité qu'un atome soit initialement à l'état vibrationnel excité est plus faible qu'un atome à l'état initial fondamental, ce qui explique que les raies anti-Stokes soient moins intenses que les raies Stokes.

3.2.4.2 Mesure de la température par spectroscopie de diffusion

La mesure de température par spectrométrie Raman repose sur l'étude des variations du spectre de diffusion, en fonction de la température, par interaction des photons issus du laser et des phonons, résultant des échanges énergétiques par vibration dans la molécule (par transferts de chaleur). La température de la molécule sera déterminée par l'évolution des propriétés physiques des phonons du réseau.

L'augmentation de la température d'une molécule se traduit par :

- une augmentation de son volume par dilatation thermique: Les distances interatomiques augmentent et la fréquence des phonons est modifiée. Sur le spectre Raman, cela se traduit par une variation de la position des raies Stokes et anti-Stokes, caractéristiques des atomes des molécules. On parle de décalage de la position des raies.
- une augmentation de la population des phonons selon la statistique de Boltzmann. L'amplitude des vibrations est modifiée. Sur le spectre Raman, cela se traduit par une variation de l'amplitude et de la largeur à mi-hauteur des raies Stokes et anti-Stokes.

L'avantage de la méthode de mesure par décalage de la position des raies est sa bonne sensibilité à faible température et son temps d'intégration réduit. Les méthodes basées sur l'intensité ou la largeur à mi-hauteur des raies demandent un temps d'intégration bien supérieur (en raison de la faible intensité des raies anti-Stokes) et sont très sensibles aux variations de puissance du laser au cours de la mesure.

Cependant, l'inconvénient de la méthode par la position des raies est que leur décalage en fréquence peut être dû à des contraintes mécaniques au sein du matériau.

3.2.4.3 Présentation du banc de mesure de spectrométrie Raman

L'intérêt du banc de mesure par spectrométrie Raman est de pouvoir étudier la variation du spectre de diffusion de chaque matériau constituant un composant électronique en fonctionnement. La

particularité du système que nous avons utilisé réside dans l'utilisation d'un microscope pour focaliser le faisceau incident du laser sur le matériau. L'intérêt est de maintenir une intensité du laser constante, quelle que soit la taille du matériau sondé. Pour extraire la variation de température du composant, nous avons utilisé la méthode du déplacement de la position des raies Stokes qui demande des temps d'acquisition beaucoup plus rapide que la méthode par variation de l'amplitude des raies Raman. La durée moyenne d'une mesure est de l'ordre de la minute. Une phase d'étalonnage permet de revenir à la température du composant à partir du spectre de diffusion.

Les mesures par spectrométrie Raman ont été réalisées avec deux spectromètres Raman LabRAM Visible ($\lambda_{\text{LASER}}=473\text{nm}$) et LabRAM HR UV ($\lambda_{\text{LASER}}=266\text{nm}$). Les caractérisations ont été réalisées au LASIR à l'université de Lille.

Le système que nous avons utilisé est constitué :

- d'une source laser monochromatique et polarisée
- d'un microscope avec un objectif de grossissement 50X
- d'un spectroscopie multicanal
- d'un détecteur multicanal de type CCD refroidi par azote liquide
- d'un jeu de filtres coupe-bande

Une photographie du système est présentée sur la figure 3.17.

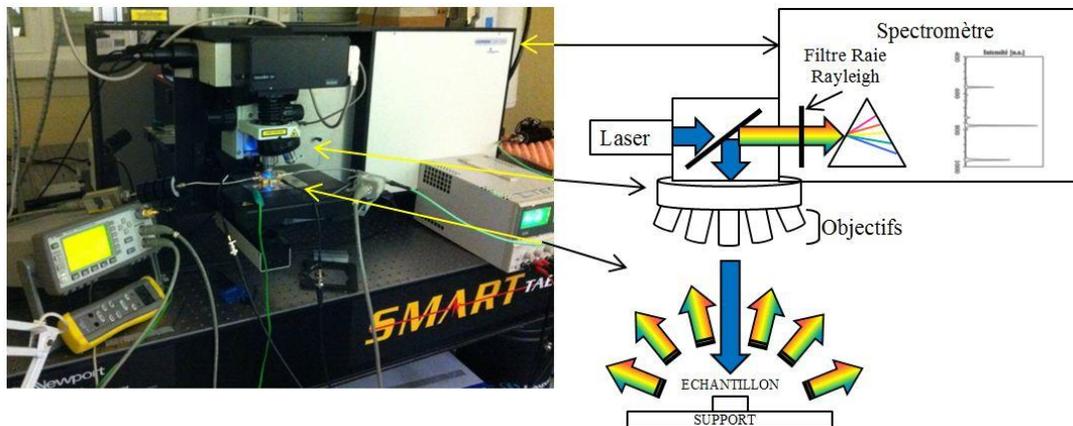


Figure 3.17: Photographie et schéma du système de micro-spectrométrie Raman utilisé.

En principe, le phénomène de diffusion inélastique à l'origine de la mesure Raman, peut être excité à n'importe quelle longueur d'onde. Le choix de la longueur d'onde du laser va définir la résolution spatiale et la profondeur de pénétration du faisceau. Dans le visible, à 473nm, la largeur de

bande interdite des matériaux SiN ($\approx 5,3$ eV à 25 °C), l'AlGaN ($\approx 3,1$ eV à 25 °C), le GaN ($\approx 3,4$ eV à 25 °C) et le SiC ($\approx 3,9$ eV à 25 °C) est supérieure à l'énergie du laser.

$$E_{473\text{nm}} = hc / 473 \times 10^{-9} = 2,62 \text{ eV} \quad (3.21)$$

Les matériaux sont transparents pour le laser, ce qui signifie que le faisceau laser traverse toute la structure et interagit avec chaque matériau. Le spectre de diffusion obtenu nous permet de distinguer les raies caractéristiques des matériaux présents dans la structure : le GaN, le SiC et l'AlN. Pour retracer la forme des pics nous avons choisi un fit qui prend la forme d'une fonction de type lorentzienne. La figure 3.18 présente un spectre de diffusion Raman-Stokes obtenu sur une structure GH25.

Dans l'ultraviolet, à 266 nm, les matériaux ne sont plus transparents : $E_{266\text{nm}} = 4,7$ eV. La pénétration du laser est limitée à quelques dizaines de nanomètres [42]. Les mesures effectuées par spectrométrie Raman UV n'ont pas permis d'extraire les raies caractéristiques de l'AlGaN et le spectre de diffusion obtenu, représenté sur la figure 3.19 est caractéristique du silicium amorphe. Deux hypothèses ont été retenues pour expliquer ce résultat :

- le flux de photons incidents issus du laser UV à 266 nm serait totalement absorbé par la passivation en SiN d'une épaisseur de 400 nm.
- la présence d'agrégats en silicium dans la couche de passivation spécifique d'UMS.

Les mesures par spectrométrie Raman UV n'étant pas exploitables, nous nous sommes concentrés sur la mesure par spectrométrie Raman dans le visible.

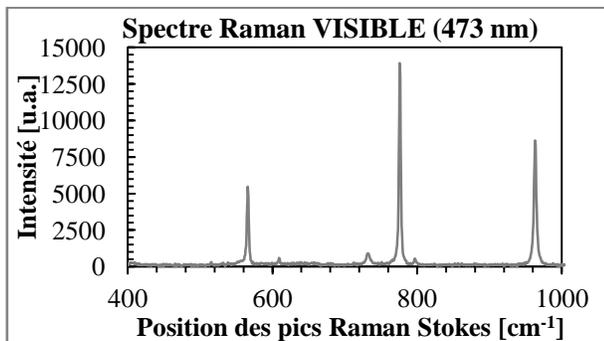


Figure 3.18: Spectre de diffusion Raman Stokes obtenu sur structure GaN sur SiC de type GH25 avec un laser à 473 nm.

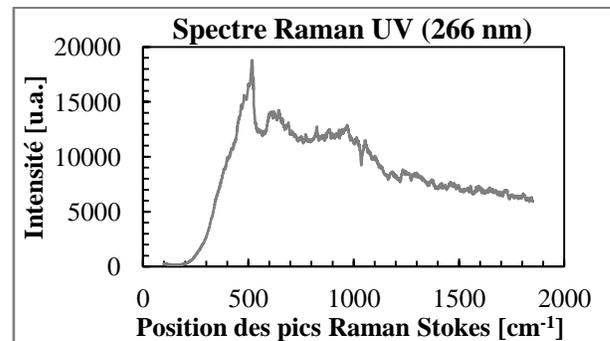


Figure 3.19: Spectre de diffusion Raman Stokes obtenu sur structure GaN sur SiC de type GH25 avec un laser à 266 nm.

3.2.4.4 Variation de la position des raies avec la température

Les raies Raman Stokes se déplacent avec la température. Pour relier la variation de la position du pic (en cm^{-1}) à une variation de température, nous avons réalisé une courbe d'étalonnage de la position du pic Raman propre à chaque raie Stokes, en fonction de la température. L'étalonnage consiste à réaliser un spectre de diffusion, à différentes températures, entre 20 °C et 200 °C à l'aide d'une plaque chauffante. Pour chaque température, la position du maximum de chaque raie Raman est estimée par le fit Lorentzien.

A température ambiante, à 25°C, le spectre de diffusion obtenu est présenté sur figure 3.20. Les raies Raman Stokes caractéristiques des espèces présentes sont respectivement :

- 566 cm^{-1} et 732 cm^{-1} pour le GaN
- 609 cm^{-1} pour l'AlN
- 776 cm^{-1} , 797 cm^{-1} et 963 cm^{-1} pour le SiC

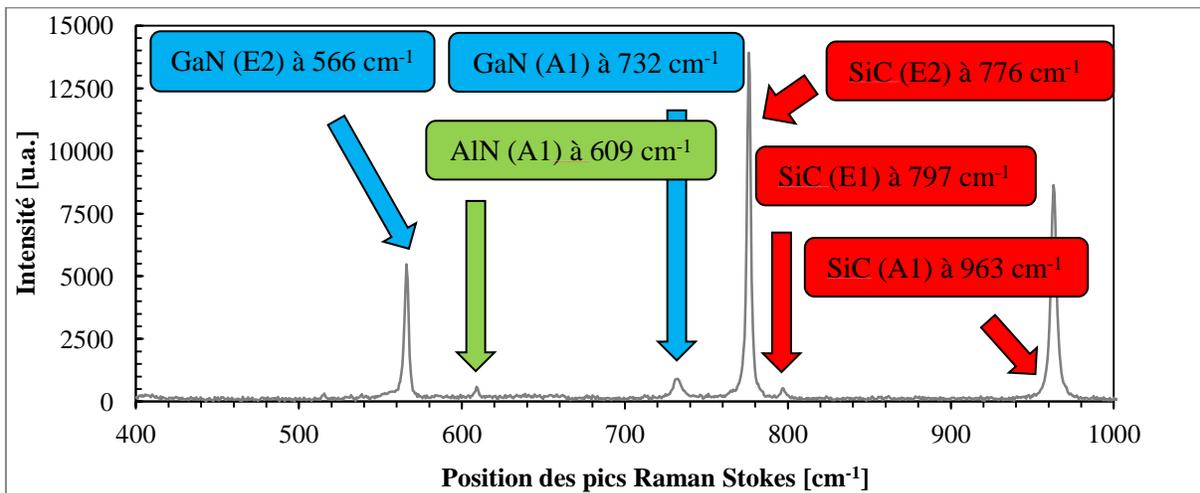


Figure 3.20: Spectre de diffusion Raman Stokes obtenu sur structure GaN sur SiC de type GH25 avec un laser à 473 nm, à température ambiante ($T_{\text{Réf}} = 25 \text{ °C}$).

Pour chacune de ces raies, nous avons tracé la position du maximum en fonction de la température. Ces différentes courbes d'étalonnage sont regroupées sur la figure 3.21. A partir de ces courbes nous avons extrait une courbe de tendance pour chaque raie Raman. Dans la gamme de température qui nous intéresse, la courbe de tendance peut être approximée par une droite. Les équations de ces courbes de tendance sont regroupées dans le tableau 3.6.

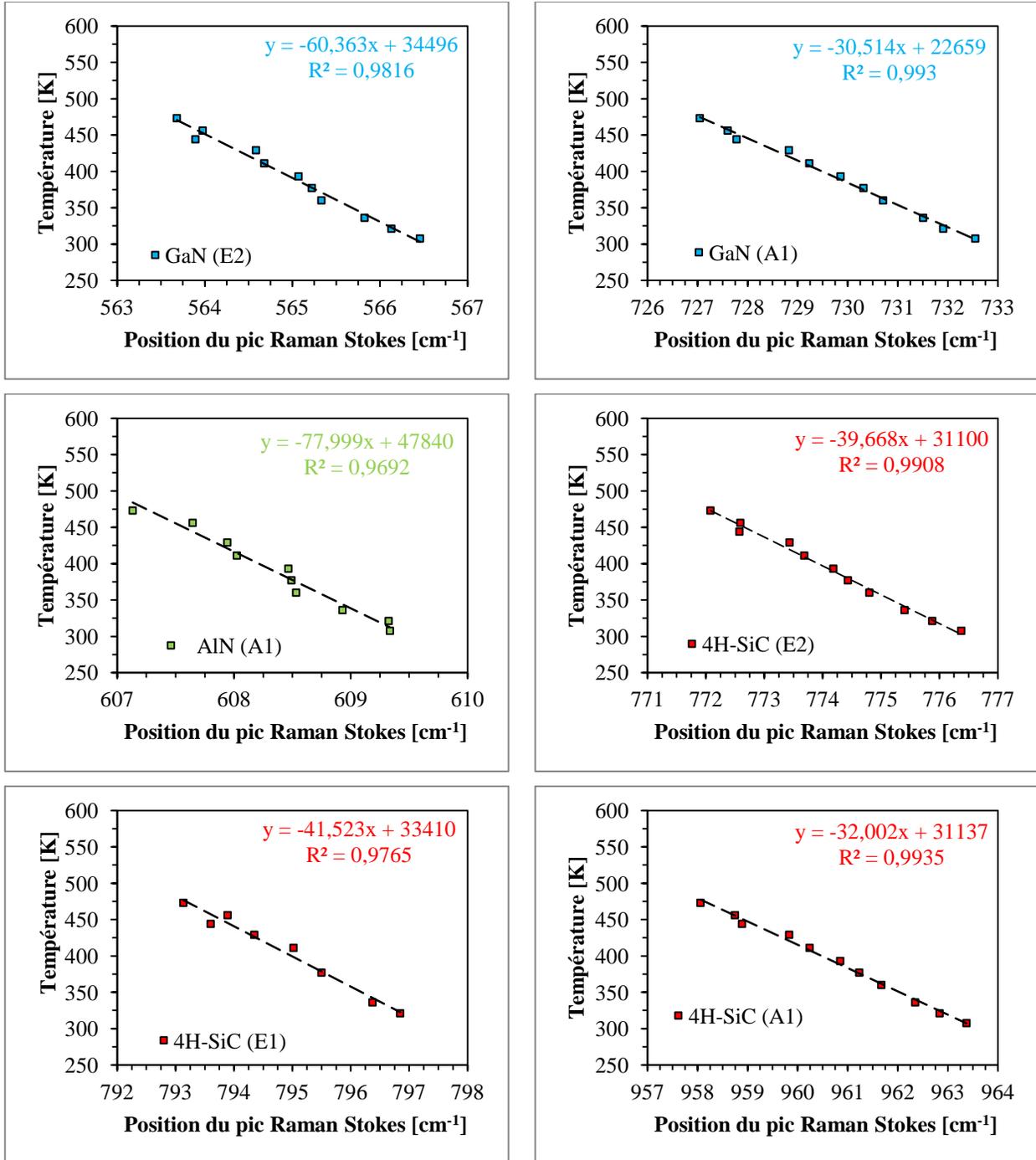


Figure 3.21: Courbes d'étalonnage des différente raies Stokes mesurées en Raman Visible ($\lambda_{LASER}=473$ nm).

Position du pic à 300 K		Equations des courbes d'étalonnage	
GaN (E2)	$\lambda = 566 \text{ nm}$	$T = -60,363 \times \lambda + 34496$	(3.23)
GaN (A1)	$\lambda = 732 \text{ nm}$	$T = -30,514 \times \lambda + 22659$	(3.24)
AlN (A1)	$\lambda = 609 \text{ nm}$	$T = -77,999 \times \lambda + 47840$	(3.25)
SiC (E2)	$\lambda = 776 \text{ nm}$	$T = -39,668 \times \lambda + 31100$	(3.26)
SiC (E1)	$\lambda = 797 \text{ nm}$	$T = -41,523 \times \lambda + 33410$	(3.27)
SiC (A1)	$\lambda = 963 \text{ nm}$	$T = -32,002 \times \lambda + 31137$	(3.28)

Tableau 3.6: Equations des courbes d'étalonnage obtenues par spectrométrie Raman Visible.

3.2.5 Localisation de la zone de mesure

La thermographie IR, la thermoréflectance, et la spectrométrie Raman nous permettent de mesurer la température des différentes couches de matériau. Ces mesures sont réalisées en périphérie du point chaud car les plaques de champ situées au-dessus de la grille ne permettent pas une mesure directe comme le montre la figure 3.22 et la figure 3.23. Pour définir avec précision la zone de mesure, il faut connaître la résolution spatiale R du système.

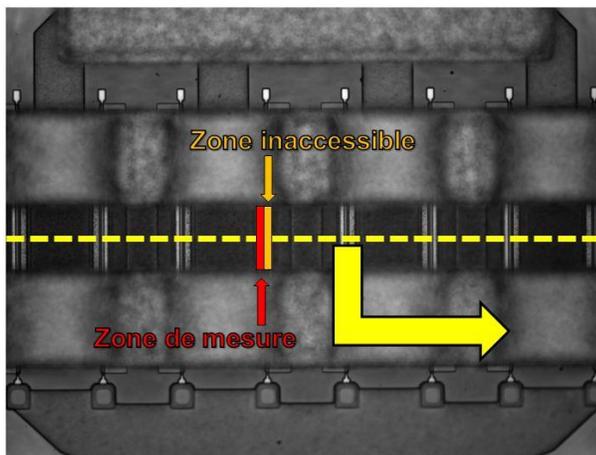


Figure 3.22: Image d'un HEMT GH25 8x125 μm et localisation des zones inaccessibles, masquées par la plaque de champ et localisation de la zone de mesure, côté drain.

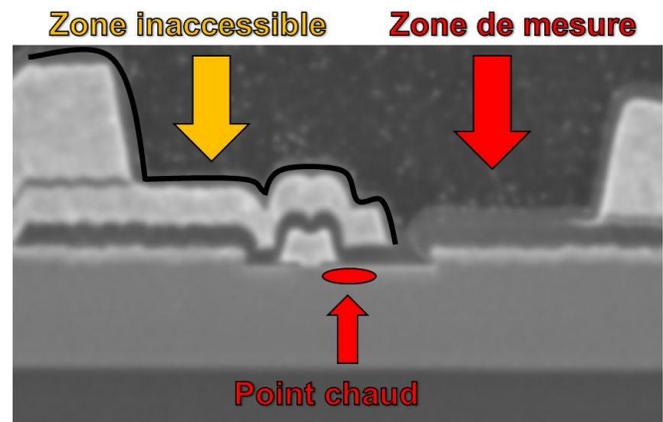


Figure 3.23: Coupe FIB d'un HEMT GH25 et localisation de la zone de mesure.

3.2.5.1 Résolution spatiale

La résolution spatiale d'un système est définie par le critère de Rayleigh [44], qui dans l'air ($n = 1$) est égal à :

$$R = \frac{1.22 \times \lambda}{2 \times \text{N.A.}} \quad (3.22)$$

avec λ la longueur d'onde du rayonnement

N.A. l'ouverture numérique de l'objectif

La résolution spatiale des systèmes de thermographie IR et de thermoréflectance est définie par l'optique du système, comme la distance minimale qui permet d'évaluer si deux objets sont discernables. La résolution spatiale dépend donc de l'ensemble {objectif+détecteur}. La longueur d'onde est définie par la fenêtre spectrale d'observation : $3\mu\text{m}$ à $5\mu\text{m}$ pour la thermographie IR (caméra IR) et 300nm à 900nm pour la thermoréflectance (caméra visible). En d'autres termes, la résolution spatiale du système correspond à la taille d'un pixel de la caméra.

La résolution spatiale du système de spectrométrie Raman est définie par la source laser utilisée pour exciter le matériau, en particulier par la taille du spot laser (le « waist » ou col du faisceau laser). Le détecteur définit quant à lui la résolution spectrale du système [45].

3.2.5.2 Représentation de la zone mesurée

Les matériaux semi-conducteurs sont transparents dans le visible et l'infrarouge. Les informations contenues dans les spectres Raman proviennent donc de toute l'épaisseur de chaque couche. La température mesurée correspond à une température moyennée dans un volume cylindrique de diamètre égal à la résolution spatiale du système ($1\mu\text{m}$) et de hauteur égale à l'épaisseur de la couche. La méthode de micro-spectrométrie Raman confocal permet de réduire la profondeur de champs du faisceau laser dans la couche de SiC [44]. Cette méthode n'a pas été utilisée car elle demandait une phase d'optimisation de la taille du trou confocal trop longue et ne permettait pas de réduire la profondeur du champ dans la couche de GaN, qui nous intéresse le plus car elle est plus proche du point chaud.

Les mesures par thermographie IR ou par thermoréflectance seraient également moyennées dans un cylindre de hauteur correspondant à l'épaisseur totale du composant : de la passivation au substrat. Pour éviter de mesurer une température moyennée dans toute la structure, nous avons mesuré une zone au-dessus du contact ohmique car l'alliage formé de nickel, d'or, de titane et d'aluminium permet de

bloquer le rayonnement IR des couches inférieures, ce qui a pour effet de réduire la hauteur du cylindre représentant la zone mesurée, à l'épaisseur de la couche de passivation.

Les zones caractérisées thermiquement par chacune de ces méthodes sont représentées sur la figure 3.24. La simulation permet d'extraire la température à n'importe quel endroit de la structure. Les systèmes de thermographie IR et de thermoréflectance mesurent la température dans la passivation en SiN et la spectrométrie Raman dans la couche de GaN et de SiC.

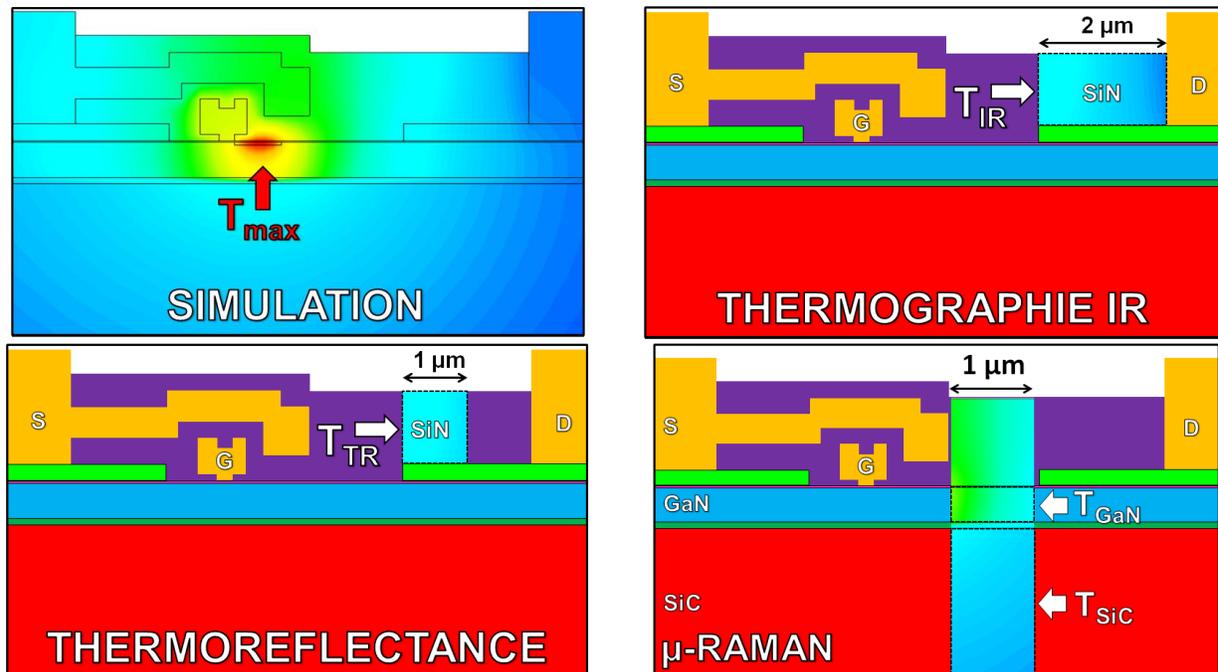


Figure 3.24: Localisation de la zone de mesure de chaque méthode de caractérisation thermique utilisée

En résumé,

- la simulation nous permet d'extraire la température en tout point du composant,
- le système de thermographie IR et de thermoréflectance mesurent la température dans la couche de passivation, dans un volume cylindrique de diamètre respectif de 2 µm et 1 µm et d'épaisseur 400 nm,
- le système de spectrométrie Raman nous permet d'extraire la température dans toute l'épaisseur de la couche de GaN et de SiC, dans un volume cylindrique de diamètre de 1µm.

3.3 Présentation du montage de test et de ses performances électriques

3.3.1 Topologie des composants caractérisés

Les composants caractérisés sont des transistors HEMTs issus de la filière GH25 d'UMS. Le développement total des transistors est de 1mm réparti en 8 grilles de 125 μm avec un pitch de grille de 40 μm (figure 3.25).

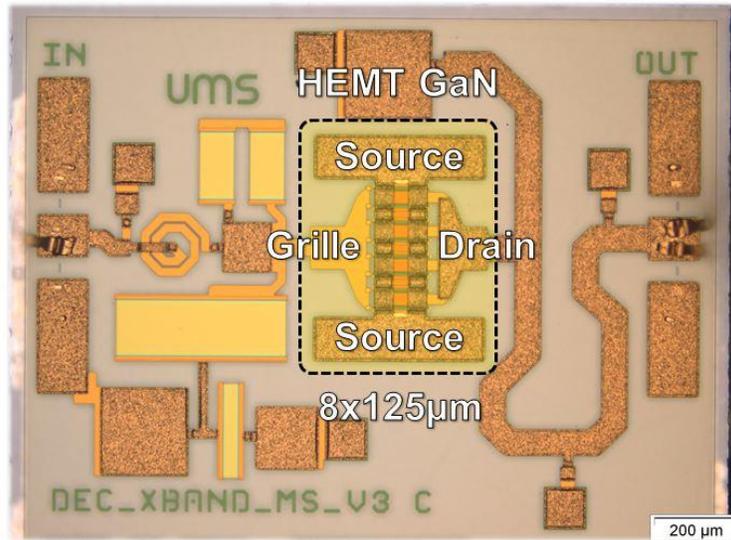


Figure 3.25: Photographie des puces GH25 caractérisées [46].

Nous avons choisi des composants à petit développement plutôt que des barrettes de puissance pour réduire l'influence de la résistance thermique de l'empilement sous la puce sur la résistance thermique totale mesurée, comme illustré sur les figures 3.26 et 3.27.

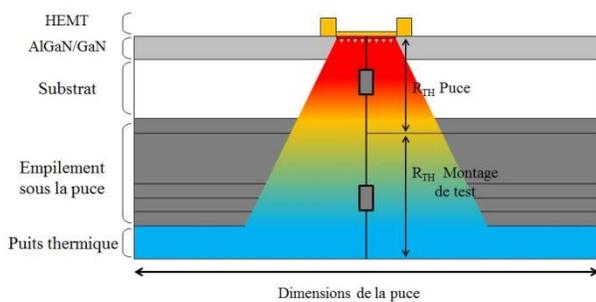


Figure 3.26: Illustration du couplage thermique dans une puce de petit développement.

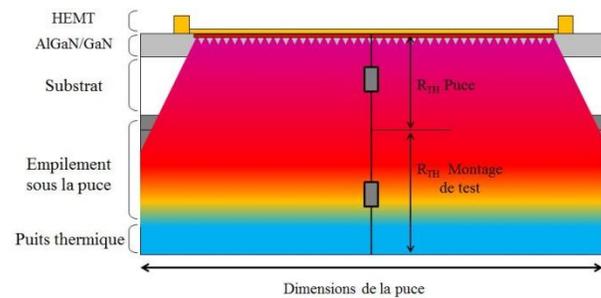


Figure 3.27: Illustration du couplage thermique dans une barrette de puissance.

En effet, la figure 3.26 nous montre que dans le cas d'un transistor à petit développement, le gradient de température est plus élevé dans la puce que dans l'empilement sous la puce. La mesure de température sur ce type de composant permettra d'extraire une valeur de résistance thermique totale

pour laquelle l'influence de la résistance thermique du montage sera plus faible que l'influence de la résistance thermique de la puce {substrat + AlGaIn/GaN}, qui nous intéresse.

La figure 3.27 nous montre que dans le cas d'une mesure de température sur une barrette de puissance, le gradient de température est plus élevé dans l'empilement sous la puce que dans la puce. La mesure permettra d'extraire une valeur de résistance thermique totale, pour laquelle l'influence de la résistance thermique du montage sera plus forte que l'influence de la résistance thermique de la puce GaN. Il ne sera pas possible de distinguer les variations de température de la puce uniquement.

Les composants ont été épitaxiés par MOCVD sur substrat en SiC de 400 μ m d'épaisseur, puis aminci en fin de process pour atteindre une épaisseur finale de SiC de 100 μ m. L'épaisseur des différentes couches de matériaux épitaxiés nous a été donnée par le fondeur. Pour la filière GH25, différentes étapes technologiques ont été réalisées [46], en particulier :

- le dépôt de grille à base d'or en forme de T,
- les ponts à air,
- les 3 couches de passivation en SiN d'une épaisseur totale de 400nm,
- les interconnexions de type Via-hole pour les contacts de source (gravures réalisées par la face arrière du substrat jusqu'au contact de source, puis la face arrière est recouverte de métal par pulvérisation pour assurer un contact électrique ininterrompu entre le substrat et les contacts ohmiques de source),
- la plaque de champ connectée à la source.

La figure 3.28 est une représentation schématique de la structure finale obtenue, issue de [46].

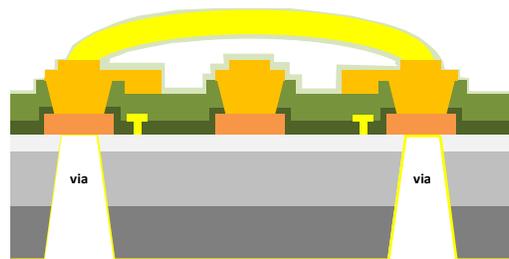


Figure 3.28: Représentation schématique de la structure finale GH25

Les distances grille-drain et grille-source des structures étudiées sont respectivement de 2,7 μ m et 0,8 μ m. Nous avons choisi la topologie ayant la distance grille-drain la plus grande pour avoir une zone suffisamment large pour les mesures par méthodes optiques, en particulier la spectroscopie Raman. L'extension de la plaque de champ est de 1 μ m à partir du pied de grille. La distance de 1,7 μ m

entre le bord de la plaque de champ et le bord du contact ohmique de drain sera suffisamment large pour laisser passer le faisceau laser visible. Cela permettra d'avoir accès à la mesure de température dans le buffer GaN et le substrat en SiC, comme illustré précédemment sur les figures 3.22 à 3.24.

Les puces mesurées sont reportées sur un boîtier de type cuivre-molybdène-cuivre (Cu-Mo-Cu) de 1,5 mm d'épaisseur, par brasure AuSn de 20 μm d'épaisseur. Un support de test en cuivre de 15 mm d'épaisseur avec té de polarisation interne a été utilisé pour les différentes campagnes de caractérisation. Pour assurer un bon contact thermique entre le boîtier Cu-Mo-Cu et le support de test, une fine couche de graisse thermique à base de silicium a été utilisée ($K_{\text{TH}} = 0,75 \text{ W/m/K}$) [47]. Le contrôle de l'épaisseur de cette graisse thermique est critique. Elle doit être la plus fine possible pour ne pas augmenter la résistance thermique globale du montage de test. Nous avons mesuré par microscope l'épaisseur de graisse thermique autour de 10 μm . Le couple de serrage des vis de maintien du boîtier a été contrôlé afin de s'assurer qu'il soit identique entre chaque changement de composant car les propriétés de ces graisses sont liées aux pressions appliquées. La conductivité thermique de la graisse peut donc être considérée comme identique entre chaque mesure. Enfin, nous avons placé un thermocouple dans le montage de test pour fournir une température de référence. Un trou est percé dans le support de test pour pouvoir y glisser la sonde à l'aplomb du point chaud, sous le composant à une distance de 2 mm par rapport au fond du substrat.

Les épaisseurs des différentes couches de notre montage de test sont regroupées dans le tableau 3.7 et le schéma du montage utilisé pour les mesures est représenté sur la figure 3.29.

Structure	Matériau	Epaisseur
Barrière	AlGaN	20-30 nm
Buffer	GaN	1,7 μm
Couche de nucléation	AlN	100 nm
Substrat	SiC	100 μm
Brasure	AuSn	20 μm
Boîtier	CMC	1,5 mm
Graisse thermique	Si	10 μm
Support de test	Cu	15 mm

Tableau 3.7: Epaisseur des différentes couches des structures de test

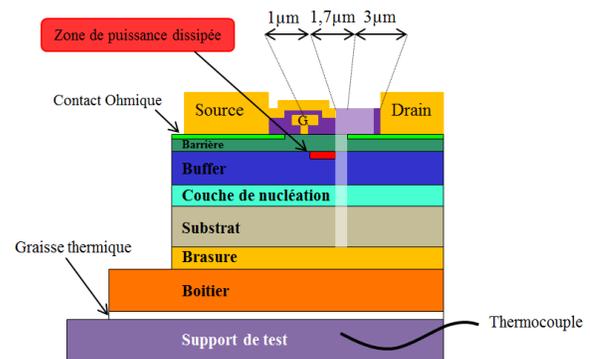


Figure 3.29: Schéma d'une vue en coupe de la structure de test.

3.3.2 Pré-étude RF

3.3.2.1 Objectifs

Les campagnes de mesures de température ont été effectuées sur des puces pré-adaptées pour fonctionner en bande X (DEC pour Dynamic Equivalent Circuit) et faciliter les caractérisations en mode de fonctionnement CW. Les capacités et les inductances des circuits d'adaptation en entrée et en sortie sont rassemblées sur la puce MMIC (figure 3.30).

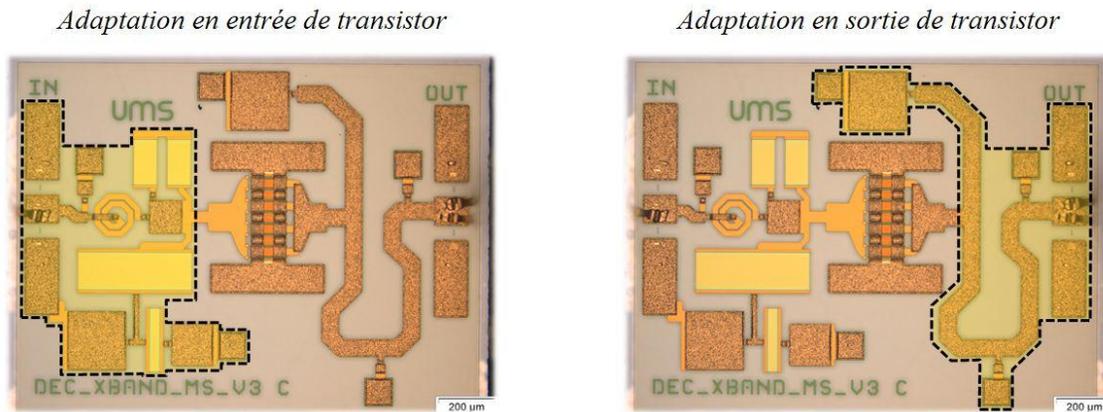


Figure 3.30: Photographie d'un DEC avec localisation du circuit d'adaptation en entrée et en sortie pour un fonctionnement en bande X.

Une étude électrique RF a été préalablement effectuée au III-V Lab. Les objectifs étaient :

- de définir la fréquence optimale du signal d'entrée, c'est-à-dire la fréquence à laquelle la PAE du transistor est la plus élevée (nous ne cherchons pas dans ce cas à optimiser le gain du composant).
- d'estimer les pertes du montage de test et du circuit d'adaptation à la fréquence de mesure. Le but est de revenir à la valeur de la puissance dissipée dans le plan du transistor.

Cette étude a été réalisée en 2 étapes à savoir:

- mesures des puissances en entrée et en sortie sur plusieurs DEC à l'aide d'un banc de mesure de puissance RF,
- évaluation des pertes de l'ensemble {support de test + boîtier} par mesure de paramètres [S] le long d'une ligne 50 Ohms. L'évaluation des pertes au niveau du circuit d'adaptation a été effectuée par simulations ADS, à partir du modèle électrique du DEC GH25.

3.3.2.2 Présentation du banc de mesure de puissance

Le principe du banc de puissance utilisé est de mesurer la puissance en sortie du composant, à partir d'une puissance d'entrée donnée. Le principe est le même que celui d'un banc de mesure Load-Pull, sans le tuner pour adapter le composant. La mesure des ondes transmises et réfléchies en entrée et en sortie du composant nous permet de calculer la puissance en entrée et en sortie, le gain, le rendement en puissance ajoutée, et le coefficient de réflexion en entrée.

Le banc de mesure que nous avons utilisé était constitué :

- d'un synthétiseur pour envoyer l'onde RF à très faible puissance,
- d'un amplificateur 6-18 GHz en sortie du synthétiseur,
- d'une paire de coupleurs pour orienter les signaux vers les sondes,
- de sondes de puissance pour mesurer la puissance des différentes ondes,
- d'un jeu d'atténuateurs pour diminuer la puissance en entrée de sonde pour ne pas les endommager,
- de 2 alimentations stabilisées pour polariser le composant et de 2 multimètres pour mesurer le courant de drain et le courant de grille,

La phase d'étalonnage du banc en puissance est nécessaire pour revenir dans le plan de référence du montage de test [48].

3.3.2.3 Résultats

Les mesures de puissance des composants ont été effectuées par modulation de la tension de grille, au point de repos $V_{DS} = 25$ V et $I_{DS} = 100$ mA, qui correspond à un fonctionnement en classe AB profonde. Les mesures ont été effectuées à plusieurs fréquences pour définir celle à laquelle le rendement du composant est maximal.

La figure 3.31 présente les résultats de mesures effectuées, pour différentes fréquences. Les résultats nous montrent que le maximum de PAE, autour de 30 %, a été obtenu pour une fréquence de travail à 9,6 GHz. Cette PAE maximale est obtenue à 3 dB de compression du gain. Ce rendement maximal est calculé dans le plan du montage de test, c'est-à-dire entre les bornes du support de test. Cependant, cette valeur ne correspond pas à la PAE dans le plan du transistor, du DEC, monté en boîtier.

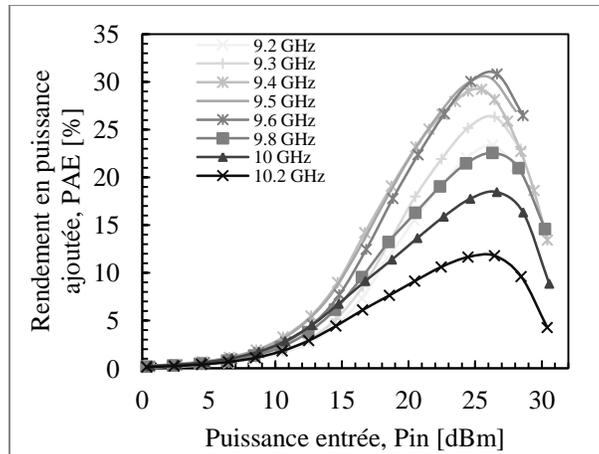


Figure 3.31: Mesure du rendement en puissance ajoutée des DEC GH25, au point de repos $V_{DS} = 25$ V et $I_{DS} = 100$ mA/mm à différentes fréquences de travail.

Pour estimer les pertes en entrée et en sortie, entre le plan du montage de test et le plan du transistor, nous avons mesuré les paramètres $[S_{12}]$ ($= [S_{21}]$) le long d'une ligne 50 Ohms. Des simulations sous ADS nous ont permis de quantifier les pertes en adaptation à 9,6 GHz.

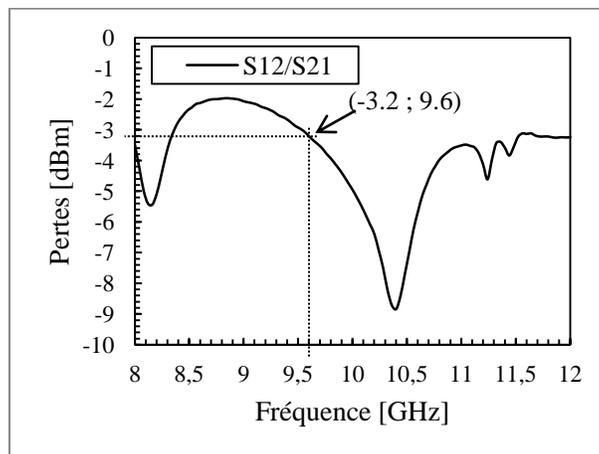


Figure 3.32: Pertes en transmission estimées par des mesures de paramètres $[S]$, le long d'une ligne 50 Ohms.

Le graphique de la figure 3.32 nous montre que les pertes en transmission sont de 3,2 dB à 9,6 GHz. Les simulations ADS nous ont permis de calculer des pertes entrée de 4,3 dB et en sortie de 0,3 dB.

	En entrée	En sortie
Pertes dans l'ensemble {support de test + boîtier}	$3,2/2 = 1,6$ dB	$3,2/2 = 1,6$ dB
Pertes dans le circuit d'adaptation	4,3 dB	0,3 dB

Tableau 3.8: Estimation des pertes en entrée et en sortie du montage de test et du circuit d'adaptation

d'où

$$P_{IN}[\text{corrigée}] = P_{IN}[\text{mesurée}] - (1,6+4,3) \text{ dBm} \quad (3.23)$$

$$P_{OUT}[\text{corrigée}] = P_{OUT}[\text{mesurée}] + (1,6+0,3) \text{ dBm} \quad (3.24)$$

La PAE (qui atteint une valeur maximale de 50 %) et la puissance dissipée par le transistor sont représentées sur les figures 3.33 et 3.34. Ces courbes montrent que les pertes doivent être prises en compte pour ne pas surestimer la puissance dissipée dans le composant lors des campagnes de mesures en température avec signal RF appliqué (en mode CW).

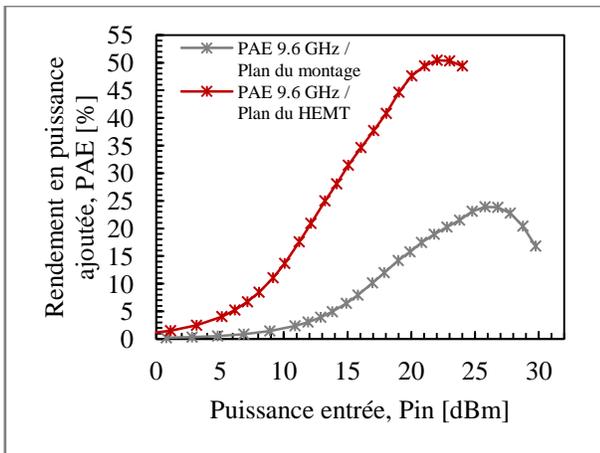


Figure 3.33: Comparaison de la PAE mesurée dans le plan du montage de test et ramenée dans le plan du transistor.

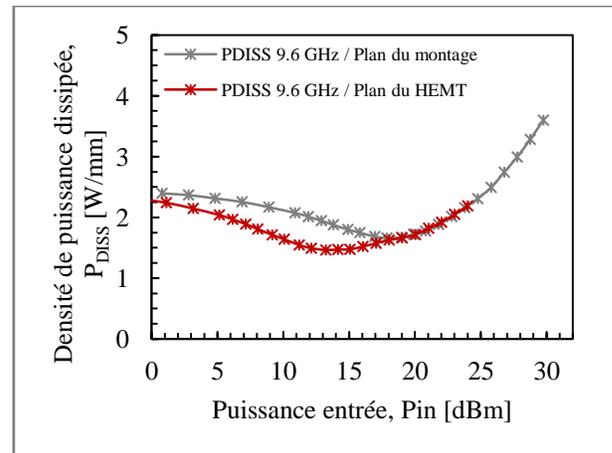


Figure 3.34: Comparaison de la densité de puissance dissipée mesurée dans le plan du montage de test et ramenée dans le plan du transistor.

3.4 Résultats des mesures de température par méthodes optiques

Nous avons réalisé différentes campagnes de mesures de température avec différentes méthodes optiques dans le but de :

- valider la précision des modèles en régime transitoire, en conditions nominales d'utilisation ($V_{DS} = 25V$ pour la version V9S et $V_{DS} = 30V$ pour la version V1S, P_{DISS} entre 3 W/mm et 5 W/mm)
- mesurer l'impact du signal RF sur la répartition de puissance au niveau de chaque grille du transistor.

3.4.1 Mesures en mode de fonctionnement DC

3.4.1.1 Thermographie IR

Dans un premier temps, nous avons caractérisé les composants GH25 avec le système de thermographie IR. Parmi les techniques utilisées, la thermographie IR est la plus simple à mettre en œuvre. Les mesures ont été réalisées en régime stationnaire, en mode de fonctionnement DC, à différentes densités de puissance dissipée (P_{DISS}). Les mesures ont été effectuées en conditions nominales de polarisation, à $V_{DS} = 25$ V, et le courant I_{DS} a été ajusté en faisant varier la tension de grille V_{GS} entre - 4 V et 0 V. Le contrôle des tensions V_{DS} et V_{GS} est assuré par 2 alimentations stabilisées. Le courant est mesuré à l'aide d'un ampèremètre.

La figure 3.35 présente une cartographie réalisée en mode direct à $T_{Réf} = 50$ °C et $P_{DISS} = 5$ W/mm. Ce type de cartographie est effectué en début de caractérisation de chaque échantillon pour s'assurer que la température des points chauds situés au niveau des grilles au centre du transistor soit plus importante qu'au niveau des grilles en périphérie du transistors (dû au couplage thermique entre grille). Cela permet de s'assurer que la répartition de puissance de notre transistor est bien équilibrée entre chaque grille. Pour une mesure précise de la température, les cartographies sont réalisées en émittance et la température est extraire à partir de la courbe d'étalonnage présentée au paragraphe 3.2.2.6.

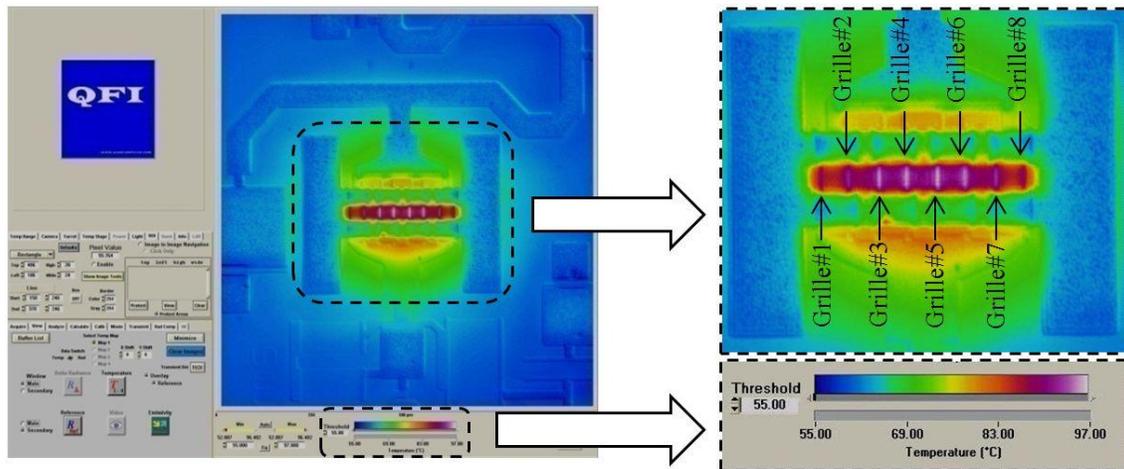


Figure 3.35: Exemple de cartographie en température sur DEC GH25, obtenue par thermographie IR, à $T_{Réf} = 50$ °C, $V_{DS} = 25$ V et $I_{DS} = 200$ mA

Pour chaque échantillon, nous avons extrait la température de chaque point chaud. Le but de ces mesures était de quantifier l'élévation de température entre le point chaud mesuré par le système (T_{IR}) et la température de référence mesurée par un thermocouple dans le montage de test ($T_{Réf}$).

Les courbes des figures 3.36 et 3.37 regroupent les mesures de température par thermographie IR, réalisées avec l'objectif 20X ayant une résolution spatiale de 2 μm , à une température de référence de 50 °C, à différentes densités de puissance dissipée. La température au niveau de chaque grille du transistor a été mesurée. Ces résultats montrent que pour les grilles au centre du transistor (grilles #4 et #5), l'augmentation de la température est plus élevée de 15 °C, par rapport aux grilles en périphérie du transistor (grilles #1 et #8). C'est la conséquence du couplage thermique observé par simulation dans le chapitre 2 et mesuré cette fois sur composant.

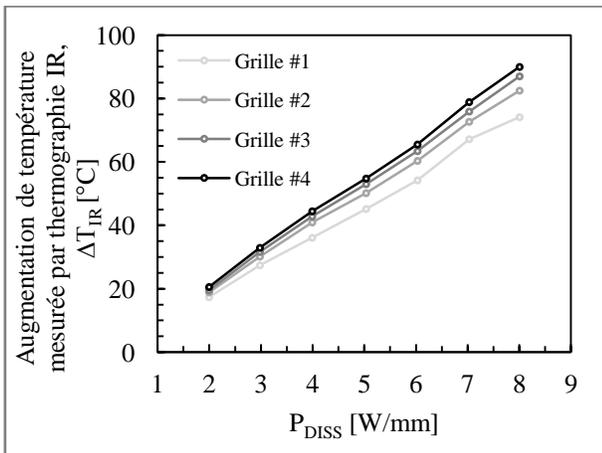


Figure 3.36: Élévation de température maximale mesurée au niveau de chaque grille du transistor (#1 à #4), à $V_{DS}=25\text{V}$ pour différentes P_{DISS} et à $T_{Réf}=50^\circ\text{C}$.

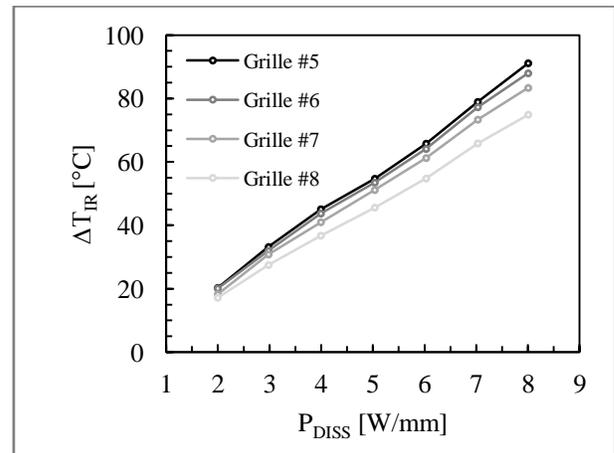


Figure 3.37: Élévation de température maximale mesurée au niveau de chaque grille du transistor (#5 à #8), à $V_{DS}=25\text{V}$ pour différentes P_{DISS} et à $T_{Réf}=50^\circ\text{C}$.

A partir des courbes présentées sur les figure 3.36 et 3.37, nous avons extrait les résistances thermiques au niveau de chaque grille pour chaque densité de puissance dissipée. Les résultats sont présentés sur les courbes des figures 3.38 et 3.39 et regroupés dans les tableaux 3.9 et 3.10.

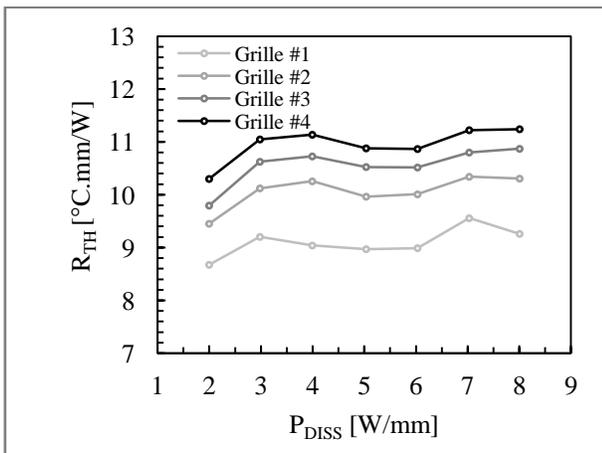


Figure 3.38: Résistance thermique mesurée au niveau de chaque grille du transistor (#1 à #4), à $V_{DS} = 25\text{V}$ pour différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50^\circ\text{C}$.

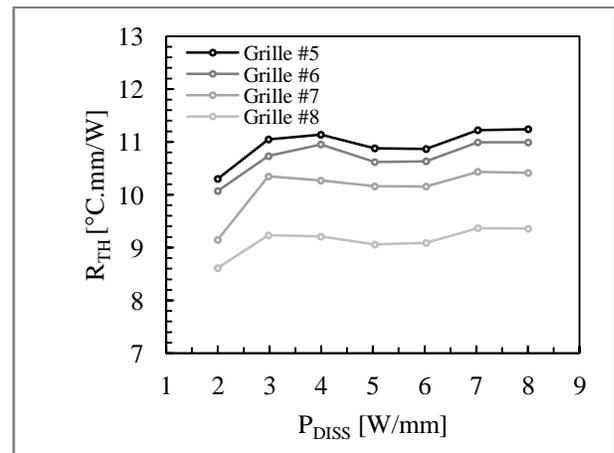


Figure 3.39: Résistance thermique mesurée au niveau de chaque grille du transistor (#5 à #8), à $V_{DS} = 25\text{V}$ pour différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 50^\circ\text{C}$.

Grilles	Résistance thermique [°C.mm/W]			
	P_{DISS} [W/mm]	2	4	6
#1	8,7	9,0	9,0	9,3
#2	9,5	10,3	10,0	10,3
#3	9,8	10,7	10,5	10,9
#4	10,3	11,1	10,9	11,2

Tableau 3.9: Résistance thermique extraite au niveau de chaque grille du transistor (#1 à #4), à $P_{DISS} = 2,4,6$ et 8 W/mm, à $T_{Réf} = 50$ °C.

Grilles	Résistance thermique [°C.mm/W]			
	P_{DISS} [W/mm]	2	4	6
#5	10,2	11,3	10,9	11,4
#6	10,1	11,0	10,6	11,0
#7	9,1	10,3	10,2	10,4
#8	8,6	9,2	9,1	9,4

Tableau 3.10: Résistance thermique extraite au niveau de chaque grille du transistor (#5 à #8), à $P_{DISS} = 2,4,6$ et 8 W/mm, à $T_{Réf} = 50$ °C.

Ces résultats de mesures montrent un écart de $1,6$ °C.mm/W à 2 °C.mm/W (environ +20 % sur R_{TH}) entre les grilles au centre et les grilles en périphérie du transistor et un écart de $0,6$ °C.mm/W à $1,2$ °C.mm/W (environ +10 % sur R_{TH}) entre $P_{DISS} = 2$ W/mm et $P_{DISS} = 8$ W/mm. On observe bien les mêmes phénomènes d'influence de la non-linéarité de la conductivité thermique des matériaux en fonction de la température et de couplage thermique entre grilles présentés au chapitre 2. Ces valeurs de résistance thermique sont toutefois mesurées avec certaines incertitudes qu'il est nécessaire de quantifier. Une comparaison entre les résultats de mesure et les résultats de simulation (effectuée sur le modèle du transistor dans son montage de test) sera présenté à la fin de ce chapitre (§3.5).

Pour estimer l'incertitude de la mesure par thermographie IR, nous avons comparé les résistances thermiques mesurées :

- sur des échantillons différents,
- plusieurs fois sur le même échantillon
- sur chaque paire de grilles « symétriques », c'est-à-dire que les grilles #1 sont comparées aux grilles #8. Ces grilles sont supposées avoir la même température, compte tenu de la symétrie du transistor et de la répartition égale de puissance dissipée entre chaque grille du transistor.

Cela signifie que le calcul d'incertitude prend en compte l'incertitude liée à la mesure, l'incertitude liée à la reproductibilité entre échantillons, et l'incertitude liée à la qualité du report et à l'épaisseur de graisse thermique mesurée.

Les comparaisons ont été effectuées à P_{DISS} entre 1 W/mm et 5 W/mm, à $T_{Réf} = 50$ °C et au niveau des grilles au centre (grilles #1 et #8) et des grilles en périphérie du transistor (grilles #4 et #5) et sont représentés respectivement sur la figure 3.40 et sur la figure 3.42. A partir de ces résultats nous

avons représenté l'écart de résistance thermique maximal calculé à chaque densité de puissance dissipée sur les figures 3.41 et 3.43.

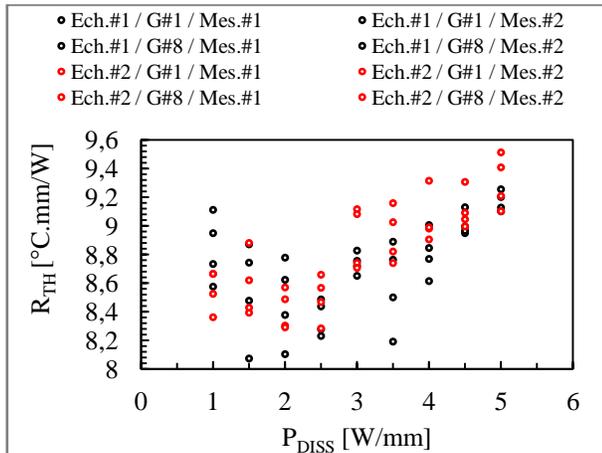


Figure 3.40: Mesures de la résistance thermique sur différents échantillons, au niveau des grilles en périphérie du transistor, à différentes P_{DISS} et $T_{Réf} = 50\text{ °C}$.

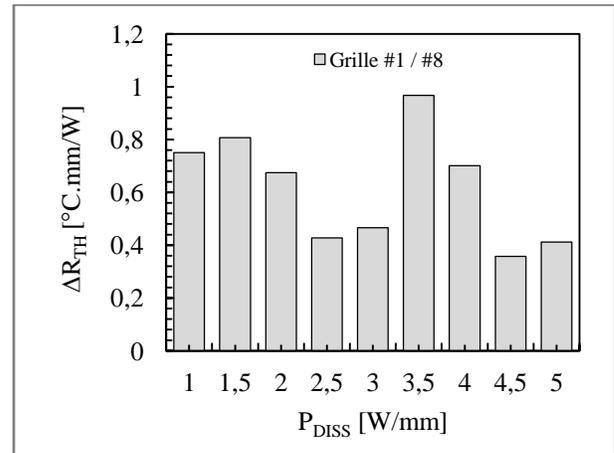


Figure 3.41: Estimation de l'ensemble des incertitudes amenée par la mesure par thermographie IR, au niveau des grilles en périphérie du transistor, à différentes P_{DISS} et $T_{Réf} = 50\text{ °C}$.

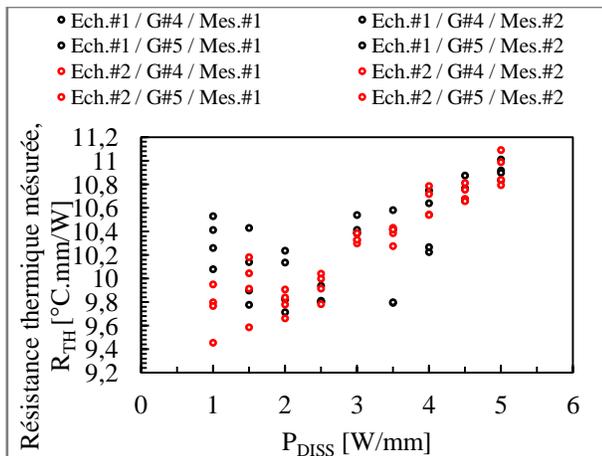


Figure 3.42: Mesures de la résistance thermique sur différents échantillons, au niveau des grilles au centre du transistor, à différentes P_{DISS} et $T_{Réf} = 50\text{ °C}$.

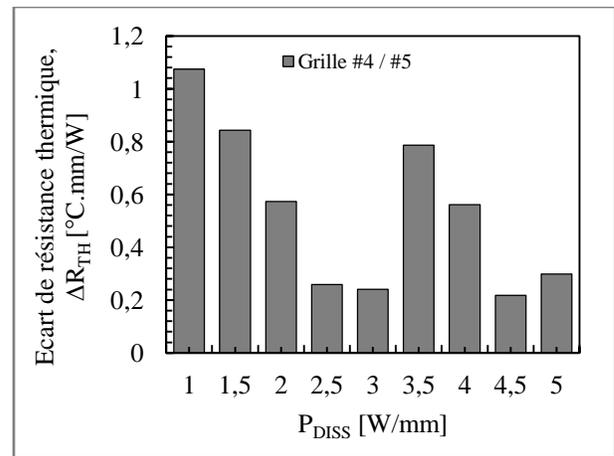


Figure 3.43: Estimation de l'ensemble des incertitudes amenée par la mesure par thermographie IR, au niveau des grilles au centre du transistor, à différentes P_{DISS} et $T_{Réf} = 50\text{ °C}$.

Les calculs présentés sur les figures 3.41 et 3.43 nous permettent d'estimer une incertitude de mesure de $\pm 0,5\text{ °C.mm/W}$ (soit environ $\pm 5\%$) pour une densité de puissance dissipée P_{DISS} entre 1 W/mm et 5 W/mm avec le système de thermographie IR. Les mêmes calculs ont été effectués avec les systèmes de thermoréflexance et de spectrométrie Raman et ont permis d'estimer une incertitude de $\pm 1\text{ °C.mm/W}$.

Les résultats des mesures regroupés dans les tableaux 3.9 et 3.10 correspondent à la résistance thermique moyenne de l'ensemble des mesures réalisées et montrent un écart de $1\text{ }^{\circ}\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$ entre $P_{\text{DISS}} = 2\text{ W}/\text{mm}$ et $P_{\text{DISS}} = 6\text{ W}/\text{mm}$. La variation de la résistance thermique à différentes densités de puissance dissipée est donc du même ordre que l'incertitude de mesure. Il n'est donc pas possible de mesurer avec précision l'influence de la variation de densité de puissance dissipée sur la résistance thermique.

C'est pourquoi, dans la suite de ce chapitre, les résistances thermiques ne seront pas calculées à différentes densités de puissance dissipée, mais extraites par régression linéaire. L'intérêt de cette approximation linéaire est de pouvoir améliorer la précision sur la résistance thermique extraite, en éliminant les offsets qui pourraient apparaître au niveau de la mesure de la température, par le système de thermographie ou par le thermocouple, causé par exemple par une résistance thermique parasite au niveau du montage de test, au niveau de la couche de graisse thermique, ou un mauvais placement du thermocouple.

Sur les figures 3.44 et 3.45, les courbes de résistance thermique à différentes densités de puissance dissipée sont comparées aux valeurs obtenues par régression linéaire et les valeurs sont regroupées dans le tableau 3.11. Ces courbes montrent qu'en considérant une résistance thermique constante, quelle que soit la densité de puissance dissipée, on reste dans la barre d'erreur des mesures.

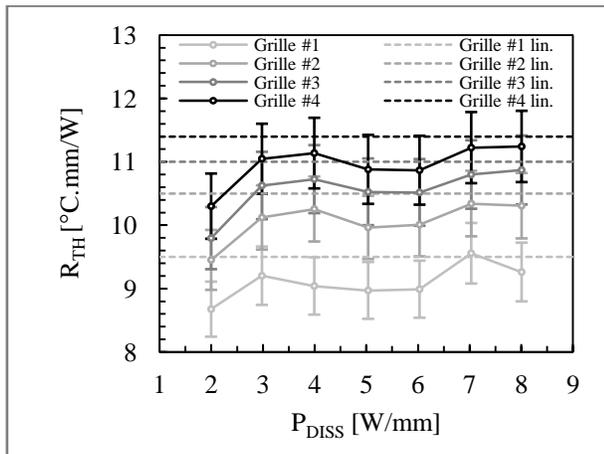


Figure 3.44: Comparaison entre la résistance thermique calculée à différentes P_{DISS} et extraite par régression linéaire, pour les grille #1 à #4 et à $T_{\text{Réf}} = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$.

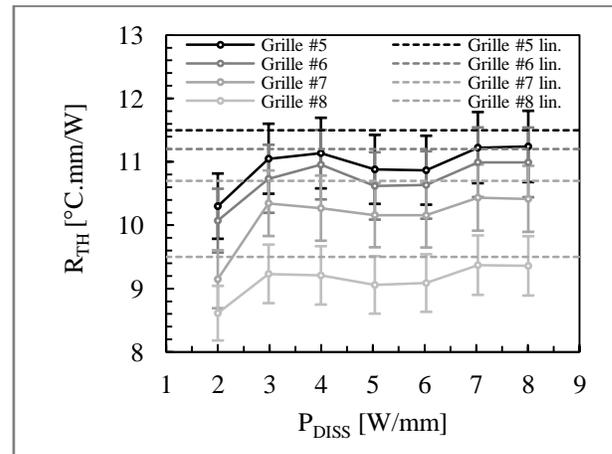


Figure 3.45: Comparaison entre la résistance thermique calculée à différentes P_{DISS} et extraite par régression linéaire, pour les grille #5 à #8 et à $T_{\text{Réf}} = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Grilles	Résistance thermique [°C.mm/W]								
	P_{DISS} [W/mm]	2	3	4	5	6	7	8	Par regression linéaire
#1		8,7	9,2	9,0	9,0	9,0	9,6	9,3	9,5
#2		9,5	10,1	10,3	10,0	10,0	10,3	10,3	10,5
#3		9,8	10,6	10,7	10,5	10,5	10,8	10,9	11,0
#4		10,3	11,0	11,1	10,9	10,9	11,2	11,2	11,4
#5		10,2	11,1	11,3	10,9	10,9	11,2	11,4	11,5
#6		10,1	10,7	11,0	10,6	10,6	11,0	11,0	11,2
#7		9,1	10,3	10,3	10,2	10,2	10,4	10,4	10,7
#8		8,6	9,2	9,2	9,1	9,1	9,4	9,4	9,5

Tableau 3.11: Comparaison des valeurs de résistance thermique calculée à différentes P_{DISS} et extraite par régression linéaire à $T_{Réf} = 50^{\circ}\text{C}$.

Une seconde série de mesures de température par thermographie IR a été réalisée à différentes températures de référence de notre montage de test. Le but était cette fois de quantifier l'influence de la température de référence sur la résistance thermique de la puce dans son montage de test. Les résultats de mesures à différentes températures de support de test ($T_{Réf} = 30, 50, 100$ et 175°C) sont présentés sur les courbes des figures 3.46 et 3.47, pour respectivement les grilles au centre et en périphérie du transistor. Ces courbes montrent que plus la température de référence augmente, plus la résistance thermique mesurée augmente. Ce phénomène s'explique par la dégradation des conductivités thermiques des matériaux semi-conducteurs quand la température augmente, déjà présenté au chapitre 2.

En augmentant la température de fond de puce, on peut cette fois quantifier l'impact de la non-linéarité de la conductivité thermique des matériaux, en fonction de la température.

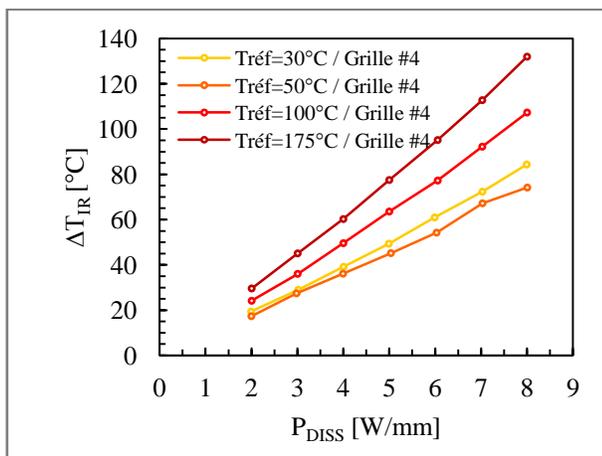


Figure 3.46: Élévation de température maximale mesurée au niveau de la grille au centre du transistor (#4), à $V_{DS} = 25$ V pour différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 30, 50, 100$ et 175°C .

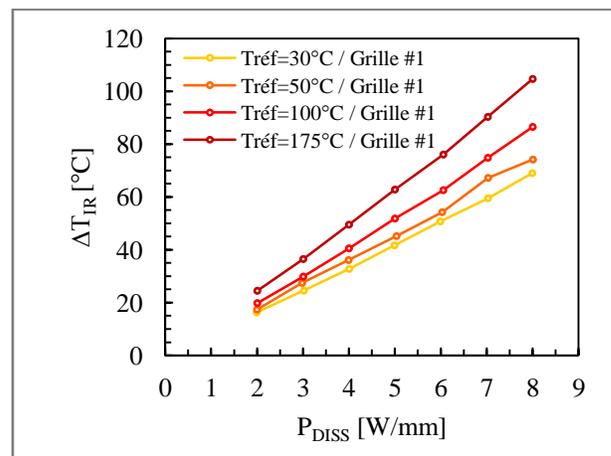


Figure 3.47: Élévation de température maximale mesurée au niveau de la grille en périphérie du transistor (#1), à $V_{DS} = 25$ V pour différentes P_{DISS} et à $T_{Réf} = 30, 50, 100$ et 175°C .

Comme précédemment, nous nous sommes intéressés aux grilles au centre et en périphérie du transistor et nous avons extrait la résistance thermique de la structure. Les résultats sont regroupés dans le tableau 3.12. Nous avons mesuré un écart de résistance thermique entre grille du centre et externe allant de 4,4 °C.mm/W à 7,4 °C.mm/W en faisant varier la température de référence de 25 °C à 175 °C.

	Température de référence	Résistance thermique extraite par régression linéaire [°C.mm/W]
Grille #4	$T_{Réf} = 30^{\circ}\text{C}$	$R_{TH} = 9,5 \pm 0,5$
Grille #4	$T_{Réf} = 50^{\circ}\text{C}$	$R_{TH} = 10,8 \pm 0,5$
Grille #4	$T_{Réf} = 100^{\circ}\text{C}$	$R_{TH} = 13,8 \pm 0,5$
Grille #4	$T_{Réf} = 175^{\circ}\text{C}$	$R_{TH} = 16,9 \pm 0,5$
Grille #1	$T_{Réf} = 30^{\circ}\text{C}$	$R_{TH} = 8,8 \pm 0,5$
Grille #1	$T_{Réf} = 50^{\circ}\text{C}$	$R_{TH} = 9,5 \pm 0,5$
Grille #1	$T_{Réf} = 100^{\circ}\text{C}$	$R_{TH} = 11,1 \pm 0,5$
Grille #1	$T_{Réf} = 175^{\circ}\text{C}$	$R_{TH} = 13,3 \pm 0,5$

Tableau 3.12: Résistances thermiques extraites par régression linéaire à partir des courbes de la Figure 3.46 et de la Figure 3.47.

Nous avons représenté sur la figure 3.48 l'augmentation de la résistance thermique, en fonction de la température de référence, au niveau des grilles au centre et en périphérie du transistor. Les équations des courbes de tendance ont été extraites et sont regroupées dans le tableau 3.13.

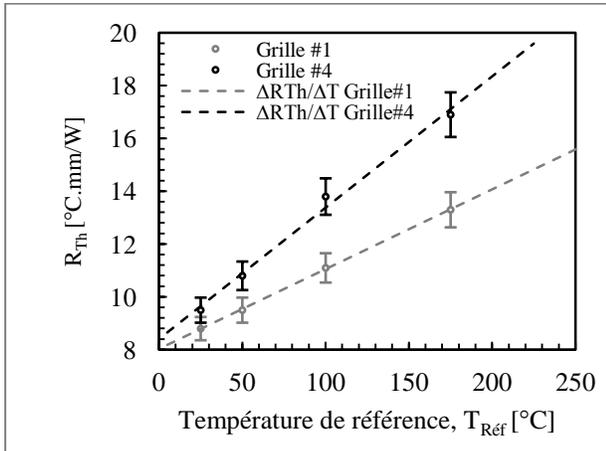


Figure 3.48: Résistance thermique mesurée par thermographie IR, à $T_{Réf} = 30, 50, 100$ et 175 °C, des grilles au centre et en périphérie du transistor.

	R_{TH} mesurée par IR en fonction de la température [°C.mm/W/°C]
Grille #4	$R_{TH} = 0,0497 \times T_{Réf} + 8,4 \pm 0,5$
Grille #1	$R_{TH} = 0,0302 \times T_{Réf} + 8,0 \pm 0,5$

Tableau 3.13: Influence de la température sur la résistance thermique (courbes extraites de la Figure 3.48).

Ces mesures nous ont permis de définir une équation reliant la résistance thermique en fonction de la température de référence au niveau des grilles au centre et en périphérie du transistor et regroupées dans le tableau 3.13. Cette variation de résistance thermique est due à la dépendance des conductivités thermiques du GaN et du SiC avec la température.

3.4.1.2 Thermoréflectance

Les caractérisations thermiques par thermoréflectance, en mode de fonctionnement DC, présentent peu d'intérêt par rapport à la thermographie IR : la différence de température entre la zone mesurée par thermoréflectance (cylindre de $1\mu\text{m}$ de diamètre avec l'objectif 50X) et par thermographie IR (cylindre de $2\mu\text{m}$ de diamètre avec l'objectif 20X) a été estimée par simulation comme étant inférieure à 1°C , donc dans la barre d'erreur des mesures ($\pm 0,5^\circ\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$ pour le système de thermographie et $\pm 1^\circ\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$ pour le système de thermoréflectance).

En revanche, cette mesure est intéressante car elle permet de valider cette nouvelle technique de mesure et notamment la valeur du coefficient d'étalonnage que nous avons estimé égale à $C_{\text{Th}} = -2,13 \times 10^{-4}^\circ\text{C}^{-1}$.

Pour cela, nous avons comparé des mesures effectuées par thermographie IR à des mesures effectuées par thermoréflectance, sur la même zone au-dessus du contact ohmique : un rectangle de $2\mu\text{m}$ de largeur et de $40\mu\text{m}$ de longueur (qui correspond à l'ouverture du pont à air des transistors mesurés). La figure 3.49 présente une cartographie obtenue par thermoréflectance, à $P_{\text{DISS}} = 5\text{ W/mm}$ et $T_{\text{Réf}} = 50^\circ\text{C}$.

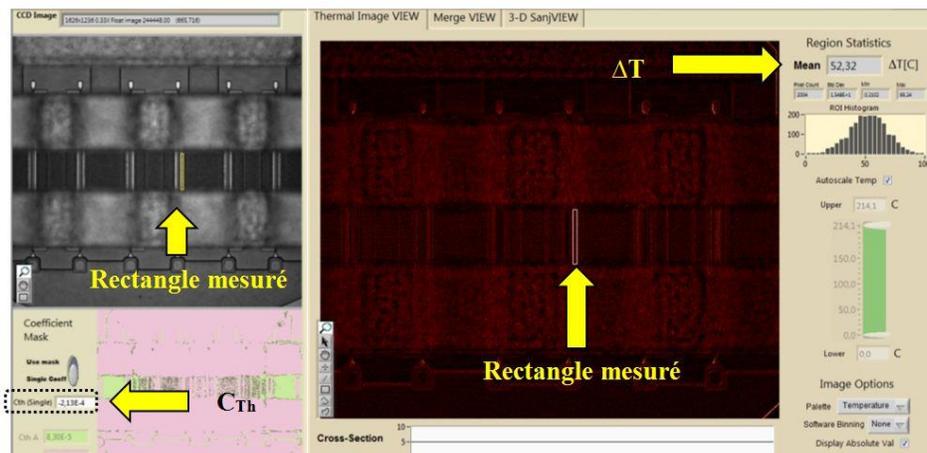


Figure 3.49: Exemple de cartographie en température sur DEC GH25, obtenue par thermoréflectance IR, à $T_{\text{Réf}} = 50^\circ\text{C}$, $V_{\text{DS}} = 25\text{ V}$ et $I_{\text{DS}} = 200\text{ mA}$.

La figure 3.50 présente une comparaison thermoréflectance / IR, sur différentes grilles à $T_{\text{Réf}} = 50^\circ\text{C}$ (courbes à gauche) et à différentes températures $T_{\text{Réf}}$ pour $P_{\text{DISS}} = 5\text{ W/mm}$ (courbes à droite). Ces mesures ont été comparées aux résultats de thermographie IR. Les mesures de thermoréflectance sont représentées par les marqueurs triangulaires. Les résultats montrent des écarts assez faibles entre la thermoréflectance et la thermographie IR. A $T_{\text{Réf}} = 50^\circ\text{C}$, les résultats sont très proches ($< 2\%$). Les résultats à $T_{\text{Réf}}$ variable montrent que les écarts augmentent lorsque la température

diminue ou augmente par rapport à $T_{Réf} = 50\text{ °C}$. Cet écart pourrait est dû à la dilatation thermique du composant à haute température qui induirait une modification du coefficient C_{Th} . La méthode de mesure par thermoréflectance peut néanmoins être validée puisqu'elle présente des augmentations de températures mesurées similaires à la thermographie IR.

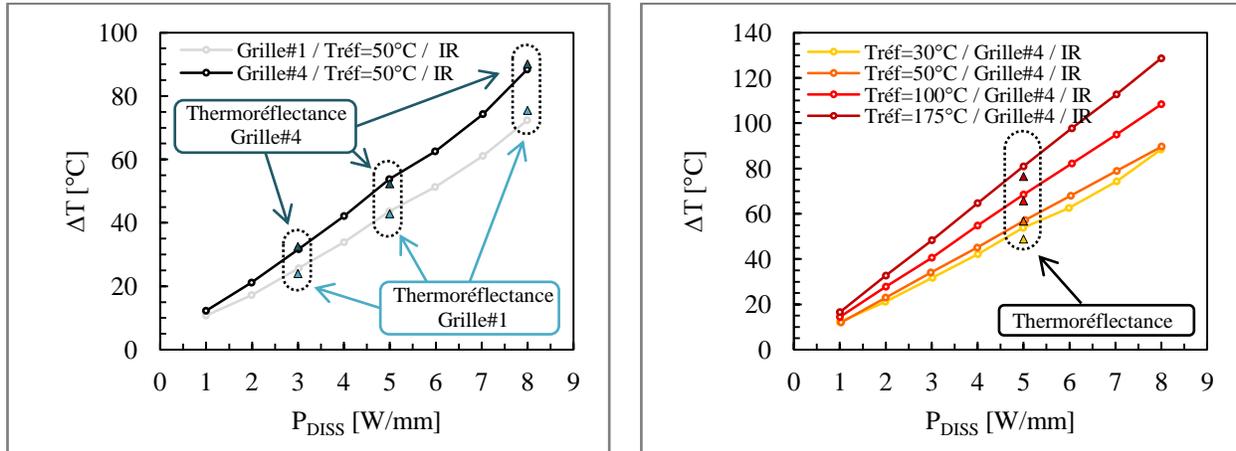


Figure 3.50: Mesures comparatives de température par thermographie IR et thermoréflectance, à $T_{Réf} = 50\text{ °C}$ des différentes grilles, à différentes densités de puissance dissipée et à $T_{Réf}$ variable.

3.4.1.3 Spectrométrie Raman

Les mesures de température par spectrométrie Raman permettent de quantifier l'augmentation de température en profondeur, dans le GaN et le SiC. Ces mesures viennent compléter les caractérisations thermiques précédentes, qui s'intéressaient à la couche de SiN. La mesure dans le GaN permet ainsi d'avoir une information au plus près du point chaud.

Les températures du GaN et du SiC sont extraites à partir de la position du maximum des raies Stokes à 566 cm^{-1} pour le GaN et 963 cm^{-1} pour le SiC. L'augmentation de la température de ces matériaux va créer un décalage des raies vers les longueurs d'ondes plus élevées donc vers les nombres d'onde plus faibles, comme illustré sur les différents graphes de la figure 3.51.

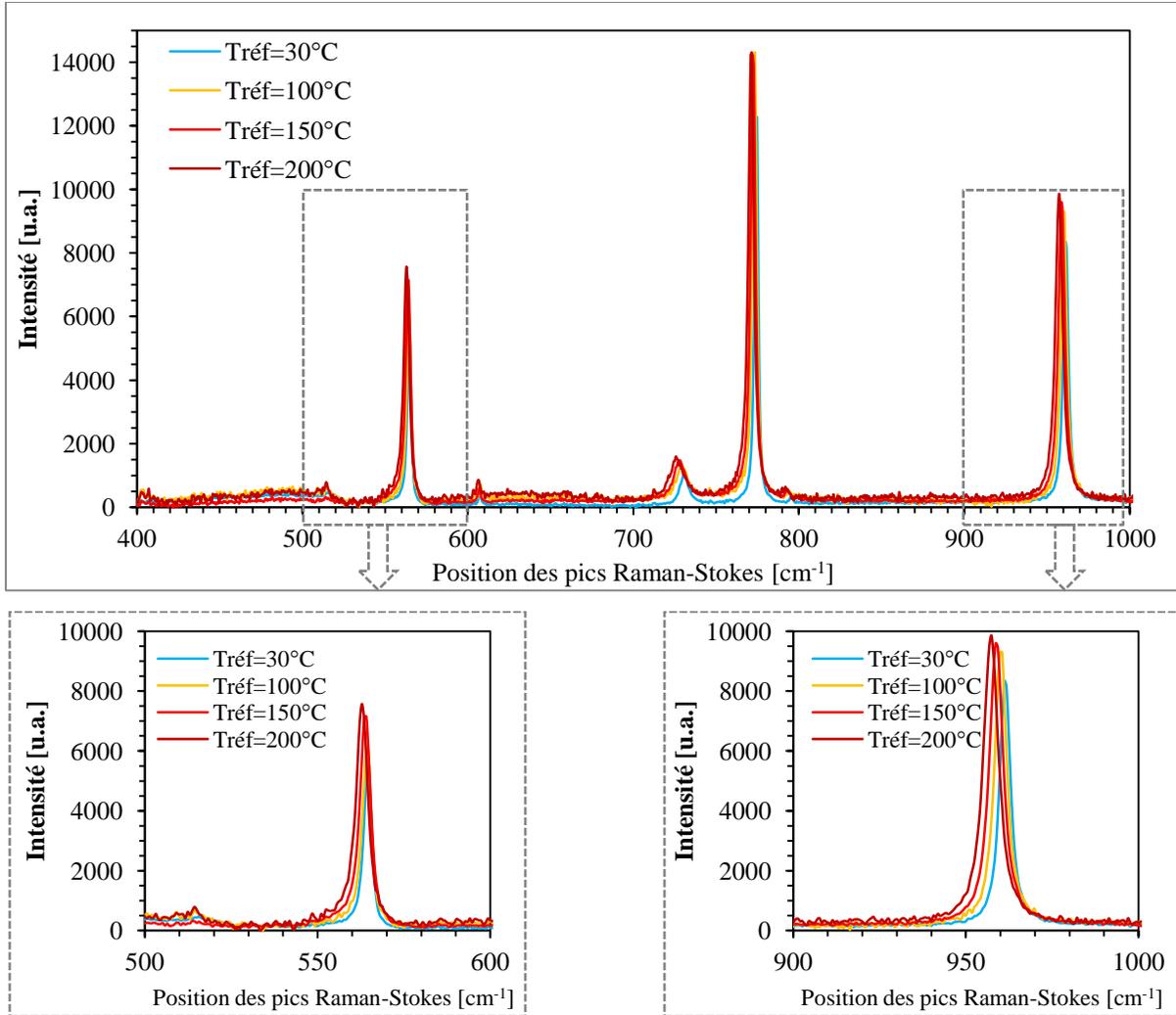


Figure 3.51: Exemple de spectres Raman sur DEC GH25 non polarisé, obtenus à $T_{Réf} = 30\text{ °C}$, 100 °C , 150 °C et 200 °C .

La figure 3.52 présente des résultats de mesures réalisées à $V_{DS} = 25\text{ V}$ pour P_{DISS} entre 1 W/mm et 8 W/mm à $T_{Réf} = 25\text{ °C}$. La courbe bleue correspond à la température de la couche de GaN et la courbe verte à la couche de SiC. Les résistances thermiques entre le GaN et le thermocouple et entre le SiC et le thermocouple ont été extraites et sont rassemblées dans le tableau 3.14. Ces mesures permettent également de calculer la résistance thermique d'interface entre le GaN et le SiC :

$$R_{Th}\{GaN/SiC\} = R_{Th}\{GaN\} - R_{Th}\{SiC\} \quad (3.25)$$

d'où
$$R_{Th}\{GaN/SiC\} = 12 - 8 = 4,0\text{ °C.mm/W}$$

Cette résistance thermique correspond à la somme des résistances thermique de l'interface GaN/SiC et de celle moyennée dans le buffer GaN [43].

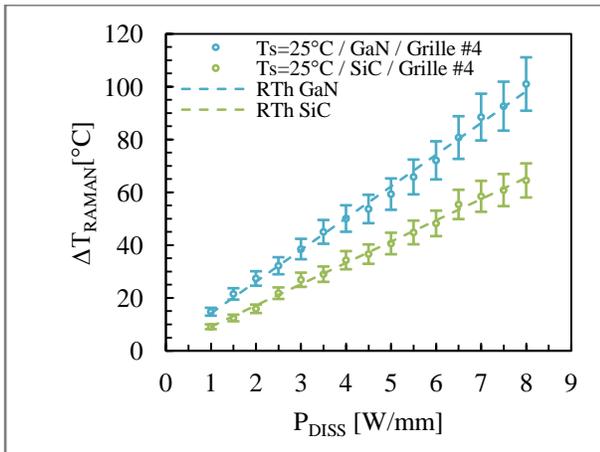


Figure 3.52: Mesures de température par spectrométrie Raman, de la couche de GaN et de SiC, à différentes densités de puissance dissipée, pour une température de référence $T_{ref} = 25^\circ C$.

Matériau	Résistance thermique extraite par régression linéaire [$^\circ C \cdot mm/W$]
GaN	$R_{TH} = 12,0 \pm 1,0$
SiC	$R_{TH} = 8,0 \pm 1,0$

Tableau 3.14: Résistances thermiques extraites par régression linéaire à partir des courbes sur la figure 3.52.

Les mesures en DC ont permis de caractériser le composant thermiquement au niveau de la passivation (dans un volume cylindrique de $2 \mu m$ de diamètre dans toute l'épaisseur de passivation) et dans les couches de GaN et de SiC (dans un volume cylindrique de $1 \mu m$ dans toute l'épaisseur de GaN et de SiC). La comparaison des mesures faites avec les systèmes de thermographie IR et de thermoréfectance nous ont permis de valider la précision du système de thermoréfectance, avec toutefois une réserve sur la valeur du coefficient d'étalonnage de la thermoréfectance à haute température.

La confrontation de ces mesures avec la modélisation permettra de tester, dans ce mode de fonctionnement, la validité des modèles développés au III-V Lab ces 10 dernières années.

3.4.2 Mesures en mode de fonctionnement pulsé

Les mesures en mode de fonctionnement pulsé ont été réalisées avec le système de thermoréfectance. L'intérêt de la thermoréfectance est sa faculté à fournir une cartographie en température en régime transitoire. La comparaison des résultats en mode DC avec la thermographie IR nous a permis de valider le coefficient de calibration.

3.4.2.1 Mesures par thermoréfectance en mode pulsé.

Les mesures transitoires ont dans un premier temps été effectuées pour différentes longueurs d'impulsions. Le composant est polarisé en pulsé ($t_{pulse} = 1,2 \mu s ; 5 \mu s ; 7 \mu s ; 10 \mu s ; 15 \mu s ; 50 \mu s ; 100 \mu s, 800 \mu s ; 5 ms$ et $10 ms$) avec un facteur de forme de 25 %. Les mesures ont été effectuées à

différentes densités de puissance dissipée et à différentes températures de référence. Le composant est polarisé à $V_{DS} = 25$ V et la grille est alimentée à l'aide d'un générateur de pulse. L'acquisition démarre quelques secondes après la mise sous tension du composant pour que le montage de test atteigne une température stabilisée. Quelques clichés obtenus à différentes longueurs d'impulsions sont rassemblés sur la figure 3.53.

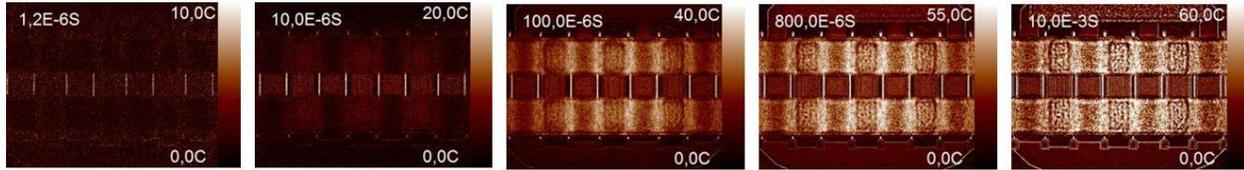


Figure 3.53: Mesures transitoires sur DEC GH25 polarisé à $V_{DS} = 25$ V et $I_{DS} = 200$ mA à $t_{pulse} = 1,2 \mu s, 10 \mu s, 100 \mu s, 800 \mu s$ et 10 ms, à $T_{Réf} = 50^\circ C$ avec un facteur de forme de 25 %.

Des mesures ont été réalisées à $T_{Réf} = 50^\circ C$ à $P_{DISS} = 3$ W/mm, 5 W/mm et 8 W/mm, les résultats sont présentés sur les figures 3.54 et 3.55. Une deuxième série de mesures à $P_{DISS} = 5$ W/mm à $T_{Réf} = 25^\circ C, 50^\circ C, 100^\circ C$ et $175^\circ C$ a été réalisée dans la même configuration ($t_{pulse} = 1,2 \mu s$ jusqu'à 10 ms) et les résultats sont présentés sur les figures 3.56 et 3.57.

Echelle de temps linéaire

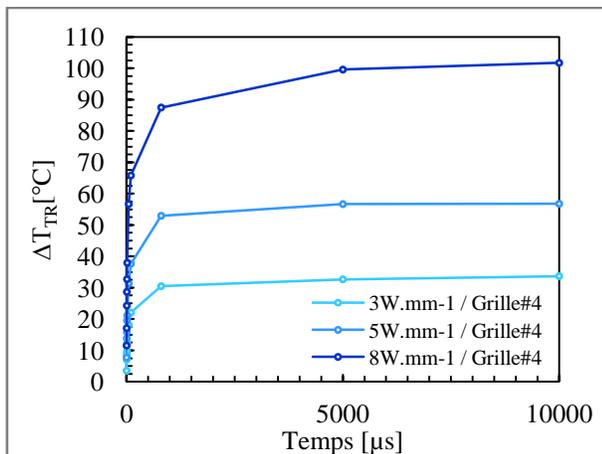


Figure 3.54: Mesures en mode pulsé à $t_{pulse} = 1,2 \mu s; 5 \mu s; 7 \mu s; 10 \mu s; 15 \mu s; 50 \mu s; 100 \mu s; 800 \mu s; 5$ ms et 10 ms, $V_{DS} = 25$ V et $P_{DISS} = 3, 5$ et 8 W/mm, à $T_{Réf} = 50^\circ C$ avec un facteur de forme de 25 %. Résultats présentés en échelle de temps linéaire.

Echelle de temps logarithmique

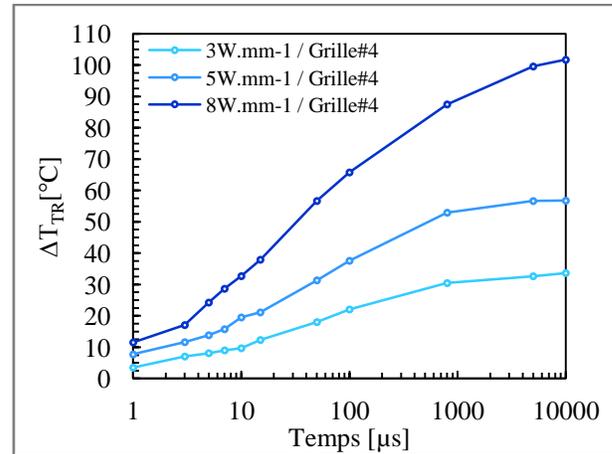


Figure 3.55: Mesures en mode pulsé à $t_{pulse} = 1,2 \mu s; 5 \mu s; 7 \mu s; 10 \mu s; 15 \mu s; 50 \mu s; 100 \mu s; 800 \mu s; 5$ ms et 10 ms, $V_{DS} = 25$ V et $P_{DISS} = 3, 5$ et 8 W/mm, à $T_{Réf} = 50^\circ C$ avec un facteur de forme de 25 %. Résultats présentés en échelle de temps logarithmique.

Echelle de temps linéaire

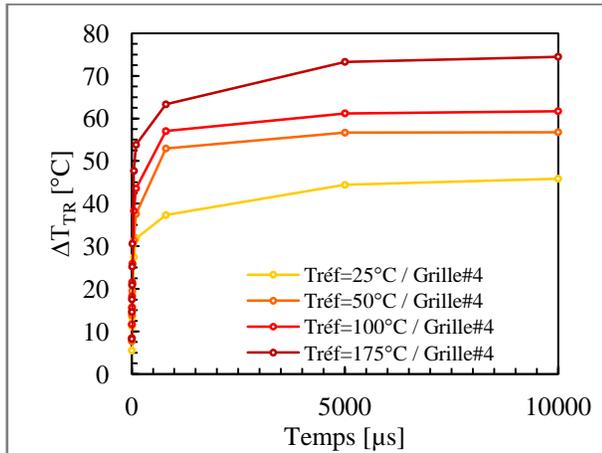


Figure 3.56: Mesures en mode pulsé à $t_{pulse}=1,2 \mu s$; $5 \mu s$; $7 \mu s$; $10 \mu s$; $15 \mu s$; $50 \mu s$; $100 \mu s$; $800 \mu s$; $5 ms$ et $10 ms$, $V_{DS} = 25 V$ et $P_{DISS} = 5 W/mm$, à $T_{Réf} = 25, 50 ; 100$ et $175 ^\circ C$ avec un facteur de forme de 25 %. Résultats présentés en échelle de temps linéaire.

Echelle de temps logarithmique

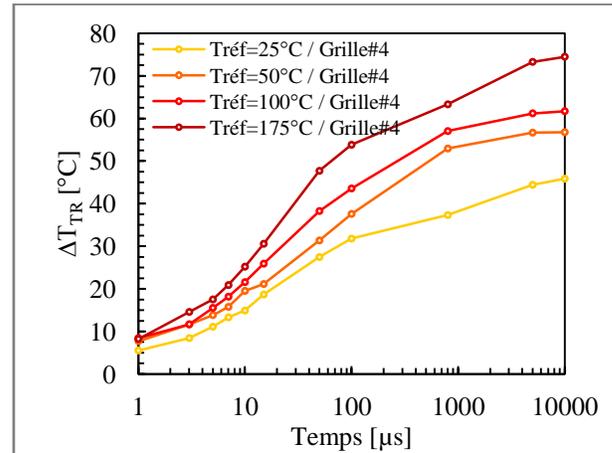


Figure 3.57: Mesures en mode pulsé à $t_{pulse}=1,2 \mu s$; $5 \mu s$; $7 \mu s$; $10 \mu s$; $15 \mu s$; $50 \mu s$; $100 \mu s$; $800 \mu s$; $5 ms$ et $10 ms$, $V_{DS} = 25 V$ et $P_{DISS} = 5 W/mm$, à $T_{Réf} = 25, 50 ; 100$ et $175 ^\circ C$ avec un facteur de forme de 25 %. Résultats présentés en échelle de temps logarithmique.

3.4.2.2 Mesures par thermoréfectance pour des pulses courts

Des mesures transitoires ont également été réalisées par thermoréfectance pour des pulses courts de $1,2\mu s$ et $5\mu s$. L'objectif est de mesurer avec un pas plus réduit la dynamique de l'échauffement. Ces mesures, ainsi que celles présentées dans le paragraphe précédent, permettront de valider nos modèles en régime transitoire. Différents clichés en trois dimensions ont été réalisés pour les pulses de $5 \mu s$ à différents instants τ représentés sur la figure 3.58. Ces clichés ont été pris dans les phases montante et descendante du pulse (dénommée « ETAT ON » et « ETAT OFF » respectivement sur la figure 3.58). Les données sont regroupées sur les figures 3.59 et 3.60 et sont superposées aux valeurs de courant I_{DS} mesurées. Les mesures sont réalisées à $P_{DISS} = 5 W/mm$ avec un facteur de forme de 25 % et à une température de référence de $50 ^\circ C$.

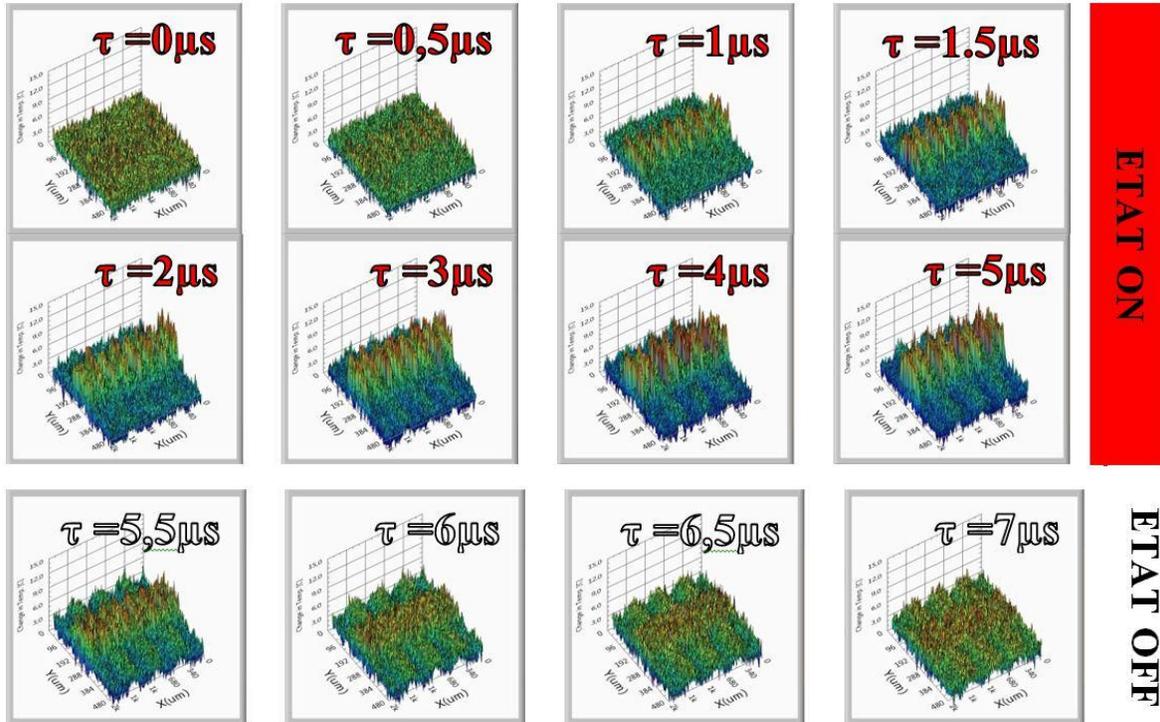


Figure 3.58: Mesures transitoires sur DEC GH25 polarisé à $V_{DS} = 25 \text{ V}$ et $P_{DISS} = 5 \text{ W/mm}$, en régime pulsé ($t_{pulse} = 5 \mu\text{s}$). Les mesures sont réalisées à $\tau=0 \mu\text{s}$; $0,5 \mu\text{s}$; $1 \mu\text{s}$; $1,5 \mu\text{s}$; $2 \mu\text{s}$; $3 \mu\text{s}$; $4 \mu\text{s}$; $5 \mu\text{s}$; $5,5 \mu\text{s}$; $6 \mu\text{s}$; $6,5 \mu\text{s}$ et $7 \mu\text{s}$, à $T_{Ref} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$.

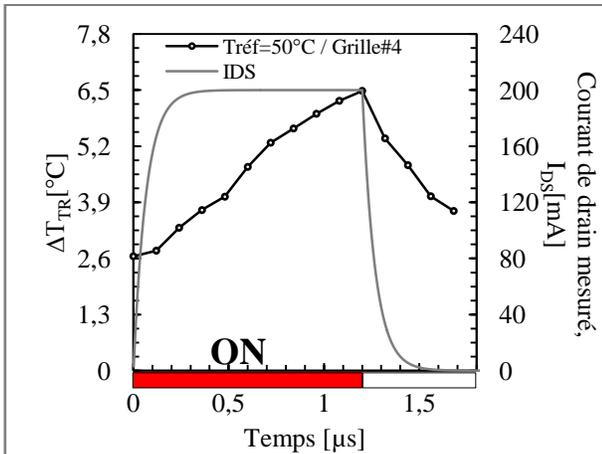


Figure 3.59: Mesures transitoires à $V_{DS} = 25 \text{ V}$ et $P_{DISS} = 5 \text{ W/mm}$, en régime pulsé à $t_{pulse} = 1,2 \mu\text{s}$ avec un facteur de forme de 25 %. Les mesures de courant I_{DS} sont superposées.

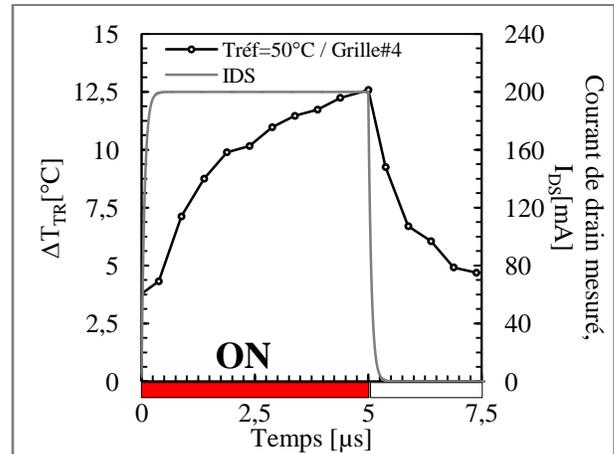


Figure 3.60: Mesures transitoires à $V_{DS} = 25 \text{ V}$ et $P_{DISS} = 5 \text{ W/mm}$, en régime pulsé à $t_{pulse} = 5 \mu\text{s}$ avec un facteur de forme de 25 %. Les mesures de courant I_{DS} sont superposées.

Les courbes sur les figures 3.59 et 3.60 montrent l'élévation de température dans un pulse, respectivement de 1,2 μ s et 5 μ s. Les courbes de couleur noires représentent l'augmentation de température mesurée par thermoréfectance, la courbe de couleur grise, le courant de drain I_{DS} . Les résultats montrent une augmentation de température de 6,5 °C à 1,2 μ s dans la passivation, qui atteint 12,5 °C à 5 μ s.

A partir des mesures de température en régime transitoire les coefficients des réseaux RC équivalents de Foster et Caueur ont été extraits à l'aide d'une procédure de fit développée par Jean-Claude Jacquet du III-V Lab, sous Mathematica (tableau 3.15). Dans la représentation de Foster l'impédance thermique $Z_{Th}(t)$ s'écrit.

$$Z_{Th}(t) = \sum_{i=1}^8 R_i \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right) \quad (3.26)$$

avec $\tau_i = R_i \times C_i$

Les valeurs des constantes utilisées dans cette expression sont regroupées dans le Tableau 3.15. Nous avons également indiqué dans ce tableau les valeurs obtenues dans une représentation de Caueur.

L'expression (3.26) permet de calculer l'impédance thermique (entre la passivation et le thermocouple) pour toutes les durées de pulse.

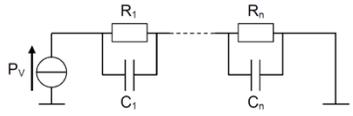
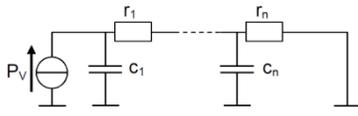
Réseau RC équivalent de type Foster				Réseau RC équivalent de type Caueur		
						
<i>i</i>	R_i [°C.mm/W]	C_i [J/°C/mm]	τ_i [s]	r_i [°C.mm/W]	c_i [J/°C/mm]	τ_i [s]
1	2,716	$1,32 \times 10^{-7}$	$3,59 \times 10^{-7}$	2,944	$1,27 \times 10^{-7}$	$3,73 \times 10^{-7}$
2	1,309	$4,49 \times 10^{-6}$	$5,88 \times 10^{-6}$	2,336	$3,32 \times 10^{-6}$	$7,75 \times 10^{-6}$
3	2,142	$1,35 \times 10^{-5}$	$2,90 \times 10^{-5}$	2,325	$1,19 \times 10^{-5}$	$2,77 \times 10^{-5}$
4	2,324	$4,95 \times 10^{-5}$	$1,15 \times 10^{-4}$	1,435	$7,04 \times 10^{-5}$	$1,01 \times 10^{-4}$
5	0,971	$5,70 \times 10^{-4}$	$5,53 \times 10^{-4}$	0,804	$7,26 \times 10^{-4}$	$5,84 \times 10^{-4}$
6	0,690	$3,54 \times 10^{-3}$	$2,44 \times 10^{-3}$	0,444	$5,11 \times 10^{-3}$	$2,27 \times 10^{-3}$
7	0,401	$5,29 \times 10^{-2}$	$2,12 \times 10^{-2}$	0,439	$5,17 \times 10^{-2}$	$2,27 \times 10^{-2}$
8	0,532	$2,73 \times 10^{-1}$	$1,45 \times 10^{-1}$	0,358	$3,35 \times 10^{-1}$	$1,20 \times 10^{-1}$

Tableau 3.15: Paramètres des réseaux équivalents de type Foster et Caueur déduits des mesures de température en régime transitoire par thermoréfectance.

Les mesures en régime transitoire ont permis de caractériser la dynamique de l'échauffement dans le composant au niveau de la couche de passivation. Ces données seront comparées aux résultats de simulations en mode transitoire.

3.4.3 Mesures en mode de fonctionnement CW

Que ce soit pour des applications en mode radar, en bande X, ou en mode GE, dans une bande plus large, les amplificateurs de puissance dans les systèmes aéroportés fonctionnent avec un signal RF appliqué. Les mesures de température présentées dans les précédents paragraphes de ce chapitre ont été réalisées sur des transistors où aucun signal RF n'était appliqué. Dans un fonctionnement réel une porteuse RF est superposée au signal DC. Les mesures de température que nous allons réaliser dans ce paragraphe doivent permettre de vérifier si chaque grille dissipe la même densité de puissance en fonctionnement RF. Cette hypothèse validée en mode de fonctionnement DC et pulsé n'a jamais été évaluée lorsque le composant est alimenté avec un signal RF. En préambule, une campagne a été réalisée pour estimer les pertes en entrée et en sortie du transistor (§3.3.2). En prenant compte de ces pertes, on accède aux puissances dissipées dans le plan du transistor.

La puissance dissipée est liée à la PAE du composant. La figure 3.61 présente des mesures de température, en mode de fonctionnement CW à 9,6 GHz, effectuées par thermographie IR et spectrométrie Raman. Les courbes montrent que l'augmentation de température mesurée diminue lorsque la PAE augmente. Les mesures ont été effectuées dans le SiN, dans le GaN et dans le SiC et sont respectivement représentées par les courbes de couleur noire, bleue et verte. Les mesures ont été réalisées au point de repos $V_{DS} = 25$ V et $I_{DS} = 300$ mA pour avoir des températures suffisamment élevées pour être mesurables par les différents systèmes. En effet, lorsque la PAE augmente, une partie de la puissance d'entrée du transistor est amplifiée et sort du composant. Une autre partie de la puissance est dissipée dans le composant par effet joule. Plus la PAE augmente, plus la puissance émise augmente et plus la puissance dissipée diminue, comme illustré par l'équation (2.5) du chapitre 2.

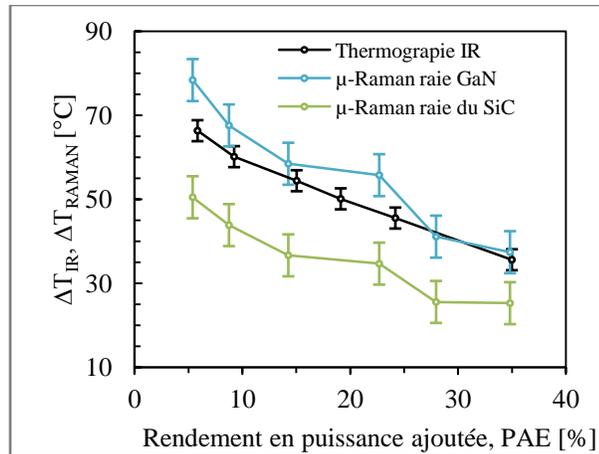


Figure 3.61: Mesure de température en CW, pour différente PAE, à 9,6 GHz, au point de repos $V_{DS} = 25$ V et $I_{DS} = 300$ mA.

Pour quantifier l'impact du signal RF sur la résistance thermique du composant nous avons comparé la température mesurée par différentes techniques (thermographie IR et spectrométrie Raman) à différentes densités de puissance dissipée, sans et avec signal RF en entrée. En résumé, nous avons comparé les résistances thermiques. C'est la première fois qu'une telle comparaison est réalisée.

3.4.3.1 Thermographie IR

Les mesures en mode de fonctionnement CW ont dans un premier temps été effectuées par thermographie IR. Le composant est polarisé au point de repos $V_{DS} = 25$ V et $I_{DS} = 100$ mA, 200 mA et 300 mA pour balayer une densité de puissance dissipée suffisamment large. La densité de puissance dissipée est contrôlée par la puissance P_{IN} injectée en entrée du DEC. La valeur de puissance dissipée (dans le plan du transistor) est ensuite recalculée d'après les équations (2.5) et (2.6) avec les pertes estimées en §3.3.2.

Les mesures de température ont été effectuées sur les grilles situées au centre et en périphérie du transistor. Ces mesures permettent d'évaluer l'impact de la RF sur la répartition de puissance entre les grilles du transistor. Ces mesures ont été comparées dans les mêmes conditions, sans signal RF appliqué (PAE = 0 %). Les résultats sont présentés en figure 3.62.

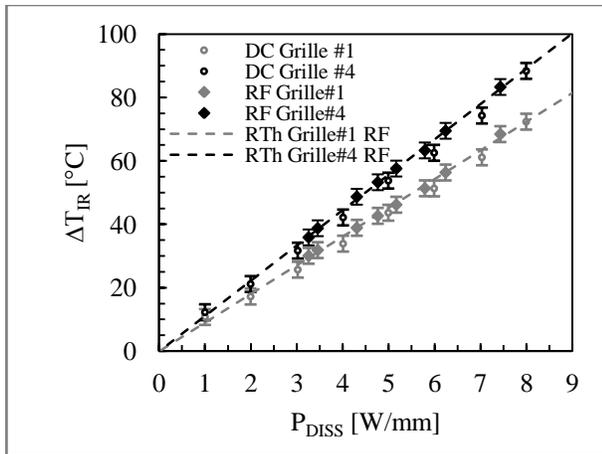


Figure 3.62: Mesures de températures comparatives DC/RF par thermographie IR, sur différentes grilles pour différentes densités de puissance dissipée, à la température $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

	Numéro de grille	Résistance thermique extraite par régression linéaire [$^{\circ}\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$]
DC	Grille #1	$R_{\text{Th}} = 8,8 \times P_{\text{DISS}} \pm 0,5$
RF	Grille #1	$R_{\text{Th}} = 9,0 \times P_{\text{DISS}} \pm 0,5$
DC	Grille #4	$R_{\text{Th}} = 10,7 \times P_{\text{DISS}} \pm 0,5$
RF	Grille #4	$R_{\text{Th}} = 11,1 \times P_{\text{DISS}} \pm 0,5$

Tableau 3.16: Comparaison des résistances thermiques mesurées par thermographie IR, sans et avec signal RF.

Les courbes de couleur noire et grise de la figure 3.62 représentent respectivement les mesures sur les grilles au centre et en périphérie du transistor. Les marqueurs pleins en forme de losange sont les mesures en mode de fonctionnement CW. Les marqueurs ronds et creux sont les mesures en mode de fonctionnement DC. Les résultats montrent, aux incertitudes de mesures près, que les points sont alignés. Les courbes de tendance en mode de fonctionnement RF (courbes pointillées) ont permis d'extraire la résistance thermique de chaque grille. Ces valeurs ont été comparées aux résistances thermique extraites au paragraphe §3.4.1.1 et rassemblées dans le tableau 3.16. Les valeurs calculées en mode de fonctionnement CW sont respectivement de $11,1 \pm 0,5 \text{ }^{\circ}\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$ et de $9 \pm 0,5 \text{ }^{\circ}\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$ pour les grilles au centre et en périphérie du transistor. Les écarts de R_{Th} entre le mode DC et le mode CW varient entre $0,2 \text{ }^{\circ}\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$ et $0,4 \text{ }^{\circ}\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$ et sont en dessous de la barre d'erreur du système de mesure qui est égale à $0,5 \text{ }^{\circ}\text{C}\cdot\text{mm}/\text{W}$.

Ces résultats nous permettent de conclure que la RF ne modifie pas la résistance thermique (mesurée entre la couche de passivation et le thermocouple), au niveau des différentes grilles du transistor. L'hypothèse d'une puissance dissipée identique au niveau de chaque grille d'un HEMT $8 \times 125 \text{ }\mu\text{m}$ est donc validée.

3.4.3.2 Par spectrométrie Raman

Les mesures de température en mode de fonctionnement CW ont également été réalisées dans la couche de GaN et de SiC par spectrométrie Raman. Cette donnée permettra d'avoir une comparaison plus près du point chaud. Les mesures par spectrométrie Raman CW ont été réalisées dans les mêmes

conditions que pour les mesures IR CW. La fréquence du signal RF est de 9,6 GHz, le point de repos du transistor est à $V_{DS} = 25$ V et $I_{DS} = 100, 200$ et 300 mA. La puissance dissipée varie en fonction de la puissance d'entrée du transistor. Les résultats sont présentés sur la figure 3.63.

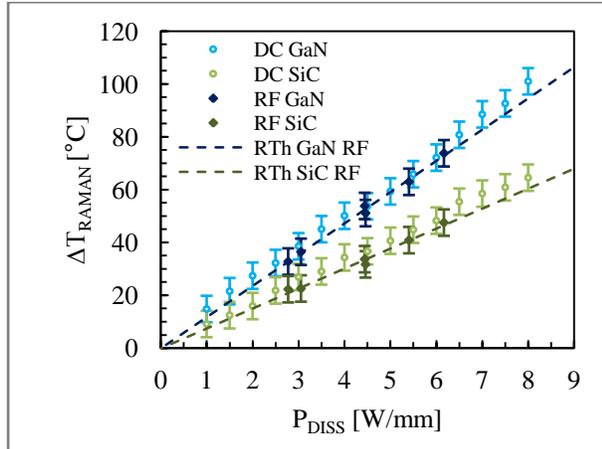


Figure 3.63: Mesures de températures comparatives DC/RF par Raman, sur différentes grilles pour différentes densités de puissance dissipée, à la température $T_{Réf} = 25$ °C.

	Matériau	Résistance thermique extraite par régression linéaire [°C.mm/W]
DC	GaN	$R_{Th} = 12.0 \times P_{DISS} \pm 1.0$
RF	GaN	$R_{Th} = 11.8 \times P_{DISS} \pm 1.0$
DC	SiC	$R_{Th} = 8.0 \times P_{DISS} \pm 1.0$
RF	SiC	$R_{Th} = 7.6 \times P_{DISS} \pm 1.0$

Tableau 3.17: Comparaison des résistances thermiques mesurées par Raman, sans et avec signal RF.

Les courbes de couleur bleue et verte de la figure 3.63 représentent respectivement la température mesurée dans la couche de GaN et de SiC. La représentation choisie est identique à la figure 3.62 : les marqueurs pleins sont les mesures CW, les marqueurs creux les mesures DC. Les courbes en pointillés sont les courbes de tendance qui représentent la résistance thermique en mode de fonctionnement CW. Les marqueurs DC et RF sont cette fois encore alignés, que l'on mesure la température dans la couche de GaN ou celle dans la couche de SiC. Les équations extraites à partir des courbes de tendance sont regroupées dans le tableau 3.17. Ces résultats montrent des écarts très faibles, entre $0,1$ °C.mm/W et $0,4$ °C.mm/W entre les mesures sans et avec RF.

Ces mesures viennent compléter les résultats de mesures par thermographie IR. La campagne de mesures par spectrométrie Raman nous permet de conforter notre conclusion qui consiste à dire que le signal RF ne modifie pas la résistance thermique des composants HEMTs GaN au niveau des différentes grilles et donc valide l'hypothèse d'une répartition de puissance dissipée identique entre les différentes grilles du transistor. Ce résultat était jusqu'à présent implicitement supposé, mais n'avait jamais été validé par la mesure sur des transistors HEMT GaN.

3.5 Comparaisons mesures et simulations

Les mesures de température présentées précédemment ont permis de quantifier la résistance thermique de nos composants HEMT GH25 ayant une topologie de $8 \times 125 \mu\text{m}$. L'intérêt de réaliser des mesures en CW a été de valider l'hypothèse que la RF ne modifie pas la répartition de puissance dissipée entre les grilles du transistor. De cette façon, les modèles thermiques et les hypothèses de modélisation sont valables aussi bien en mode DC qu'en mode CW. Il est cependant indispensable de calculer la densité de puissance dissipée par le transistor en mode de fonctionnement CW, en fonction de la PAE et en estimant les pertes en entrée et en sortie du transistor.

Dans cette partie, nous allons comparer les mesures aux simulations en régime stationnaire et transitoire. Le modèle thermique du montage de test a été réalisé sous ANSYS, à l'aide du logiciel PATHERM présenté au chapitre 2, qui a permis la construction automatique d'un HEMT GH25 $8 \times 125 \mu\text{m}$. L'ensemble {boîtier + support de test} a été ajouté manuellement après lecture du fichier de commande créé avec le logiciel PATHERM. La sonde du thermocouple a été également modélisée et sera utilisée comme température de référence.

Les températures obtenues par simulation ont été extraites dans la zone correspondant à la mesure, c'est-à-dire dans la couche de passivation, au-dessus du contact ohmique pour la thermographie IR et la thermorélectance et dans le buffer GaN et le substrat SiC pour la spectrométrie Raman. Nous avons également moyenné les résultats de simulation en fonction de la résolution spatiale des systèmes de mesures : $R = 2 \mu\text{m}$ pour la thermographie IR, $R = 1 \mu\text{m}$ pour la thermorélectance et $R = 1 \mu\text{m}$ pour la spectrométrie Raman.

En définitive :

- les mesures par thermographie IR sont comparées aux résultats des simulations en régime stationnaire. Ces derniers ont été moyennés dans un cylindre de $2 \mu\text{m}$ de diamètre situé au-dessus du contact ohmique et dont la hauteur correspond à l'épaisseur de la passivation (400 nm),
- les mesures par thermorélectance sont comparées aux résultats des simulations en régime transitoire. Ces derniers ont été moyennés dans un cylindre de $1 \mu\text{m}$ de diamètre situé au-dessus du contact ohmique et dont la hauteur correspond à l'épaisseur de la passivation (400 nm)

- les mesures par spectrométrie Raman sont comparées aux résultats des simulations en régime stationnaire. Ces derniers ont été moyennés dans un cylindre de 1 μm de diamètre, dont la hauteur correspond à l'épaisseur de GaN et de SiC, dans l'espace grille-drain.

La figure 3.64 présente chaque zone moyennée par simulation pour être ensuite comparée aux mesures.

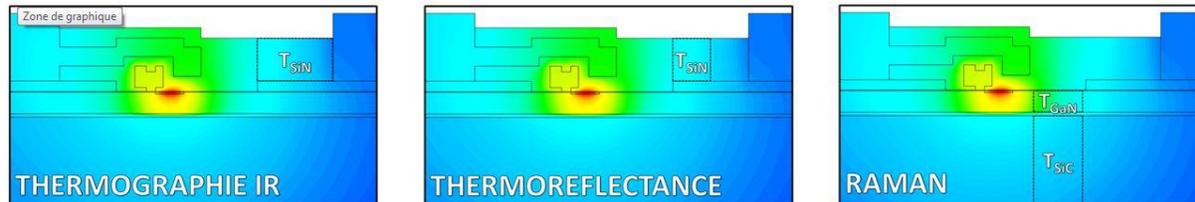


Figure 3.64: Localisation des zones moyennées pour la comparaison avec les différentes techniques de mesures.

3.5.1 Mesures en régime stationnaire

La comparaison des simulations avec les mesures est réalisée dans un premier temps en régime stationnaire, à partir des mesures par thermographie IR et par spectrométrie Raman.

Les courbes sur les figures 3.65 et 3.66 présentent l'augmentation de température à différentes densités de puissance dissipée. Les simulations comparées aux mesures par thermographie IR sont réalisées à $T_{\text{Réf}} = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$. Les températures sont extraites au niveau des grilles au centre et en périphérie du transistor. Les simulations comparées aux mesures par spectrométrie Raman sont réalisées à $T_{\text{Réf}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$. Les températures mesurées dans la couche GaN et dans la couche de SiC sont relevées au niveau des grilles au centre du transistor. Les mesures sont représentées par les différents marqueurs de couleur (noir pour les mesures par thermographie IR au niveau des grilles au centre, gris pour la mesure au niveau des grilles en périphérie du transistor, bleu et vert pour les mesures par spectrométrie Raman au niveau de la couche de GaN et de SiC pour les grilles au centre du transistor) et les simulations par les courbes en pointillés.

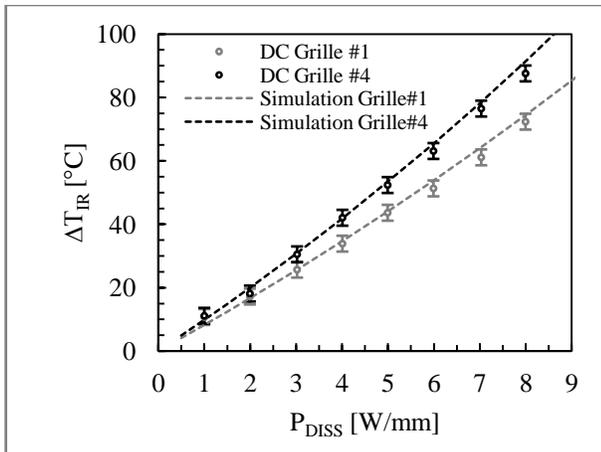


Figure 3.65: Comparaisons mesures par thermographie IR et simulations, à $T_{Réf} = 50$ °C.

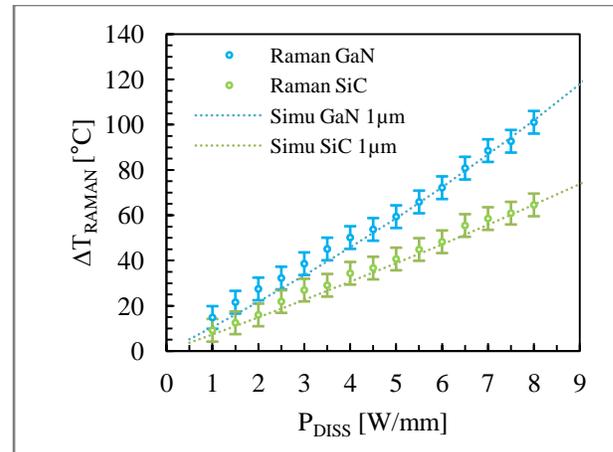


Figure 3.66: Comparaisons mesures par spectrométrie Raman et simulations, à $T_{Réf} = 25$ °C.

Les comparaisons des résultats de mesure avec les résultats de simulation montrent que les valeurs de température extraites par simulation sont en accord avec celles mesurées, compte tenu des incertitudes de mesures, estimées à ± 5 % pour la thermographie IR et ± 10 % pour la spectrométrie Raman. Les comparaisons ont été réalisées au niveau des grilles au centre et en périphérie du transistor, dans le SiN, par thermographie IR et au niveau des grilles au centre du transistor, en profondeur, dans le GaN et le SiC, par spectrométrie Raman.

La conductivité thermique des matériaux est non-linéaire en fonction de la température. Pour valider les coefficients de non-linéarité utilisés dans notre modèle, une comparaison entre les mesures et les simulations est également réalisée à différentes températures de fond de montage $T_{Réf}$.

Les courbes des figures 3.67 et 3.68 représentent respectivement les mesures de température par thermographie IR faites sur les grilles situées au centre et en périphérie du transistor et les compare aux résultats de simulation.

Les courbes des figures 3.67 et 3.68 représentent l'augmentation de température à différentes températures de référence, pour différentes densités de puissance dissipée, mesurées.

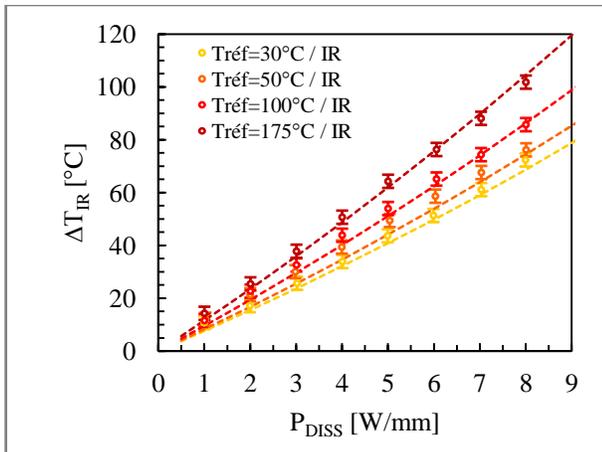


Figure 3.67: Comparisons mesures par thermographie IR et simulations, à $T_{Réf}$ variable au niveau des grilles externes.

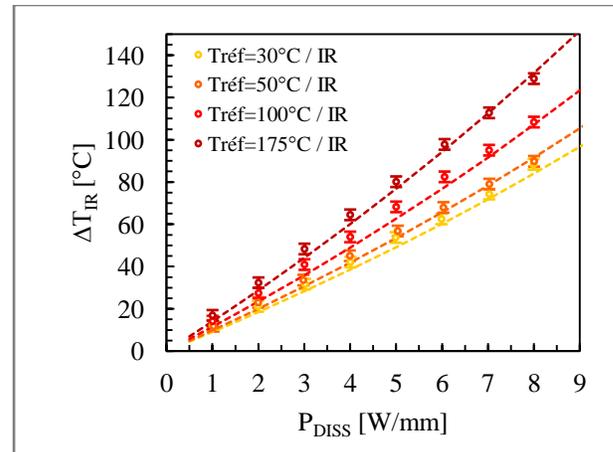


Figure 3.68: Comparisons mesures par thermographie IR et simulations, à $T_{Réf}$ variable au niveau des grilles centrales.

Ces mesures complémentaires réalisées à différentes températures et à différents endroits dans le composant, nous permettent de valider notre modèle thermique en régime stationnaire. En particulier les hypothèses de simulation (non-linéarité thermique des conductivités thermique, répartition de la puissance dissipée entre chaque grille).

La seconde étape consiste à confirmer les performances du modèle par des comparaisons en régime transitoire.

3.5.2 En régime transitoire

Dans un premier temps, les résultats issus des campagnes de mesures de température par thermoréflectance sont comparés aux résultats de simulation, à différentes longueurs d'impulsions (de $1\ \mu\text{s}$ à $10\ \text{ms}$ §3.4.2.1.). L'avantage du système de thermoréflectance par rapport au système de thermographie IR est qu'il nous permet de sonder une zone de $1\ \mu\text{m} \times 1\ \mu\text{m}$ alors que le système de mesure transitoire par thermographie permet de sonder au mieux une zone de $25\ \mu\text{m} \times 25\ \mu\text{m}$. Les simulations sont réalisées en régime stabilisé, avec un facteur de forme de 25 %. Cela signifie que la température est extraite après la simulation de plusieurs dizaines de pulses. Les courbes des figures 3.69 et 3.70 montrent les résultats de simulation, comparés aux mesures transitoires.

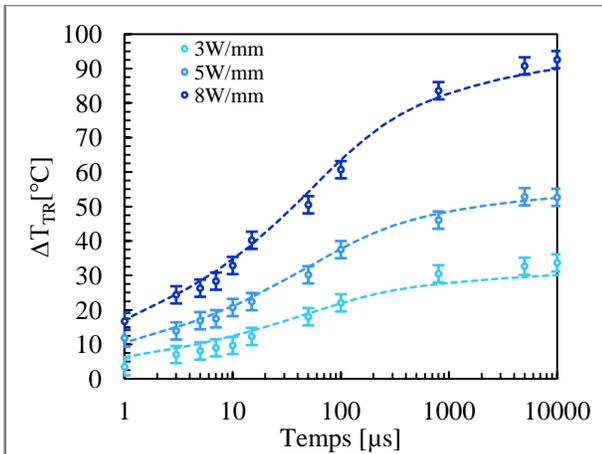


Figure 3.69: Comparaisons mesures par thermoréfectance et simulations, à différente puissance dissipée ($V_{DS} = 25$ V, $P_{DISS} = 3, 5$ et 8 W/mm, $t_{pulse} = 1 \mu s$ à 10 ms et $T_{Réf} = 50$ °C).

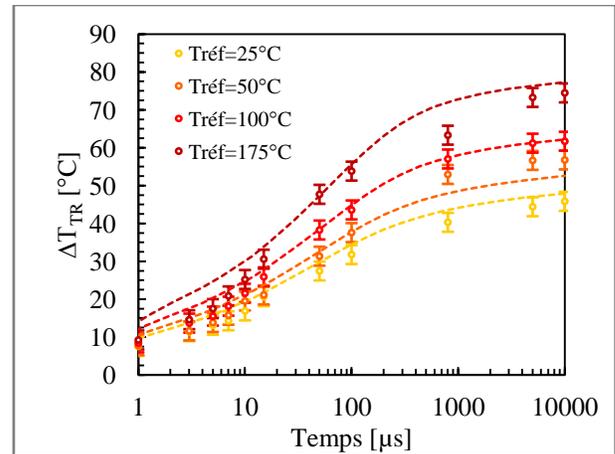


Figure 3.70: Comparaisons mesures par thermoréfectance et simulations, à différente température de référence ($V_{DS} = 25$ V, $P_{DISS} = 5$ W/mm, $t_{pulse} = 1 \mu s$ à 10 ms et $T_{Réf} = 25, 50, 100$ et 175 °C).

Les courbes de la figure 3.69 montrent un bon accord mesures et simulations, à $T_{Réf} = 50$ °C pour différentes densités de puissance dissipée. Les courbes sur la figure 3.70, montrent que les mesures et les simulations sont proches pour les pulses longs, mais tendent à s'écarter pour les pulses courts. Cet écart est d'autant plus grand que la température de référence est élevée. Pour mieux observer cette tendance, une comparaison entre les mesures et les simulations est réalisée pour les mesures sur pulse court ($1 \mu s$ et $5 \mu s$), en suivant la dynamique de l'échauffement dans le pulse.

Les courbes des figures 3.71 et 3.72 représentent la comparaison mesure et simulation pour des durées de pulse respectives de $1 \mu s$ et $5 \mu s$. Le composant est polarisé tel que $P_{DISS} = 5$ W/mm et $T_{Réf} = 50$ °C.

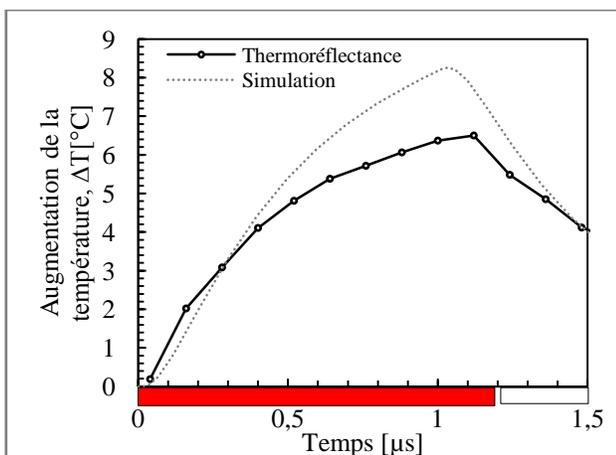


Figure 3.71: Comparaisons mesures par thermoréfectance et simulations, à $V_{DS} = 25$ V et $P_{DISS} = 5$ W/mm, en régime pulsé à $t_{pulse} = 1 \mu s$, à $T_{Réf} = 50$ °C.

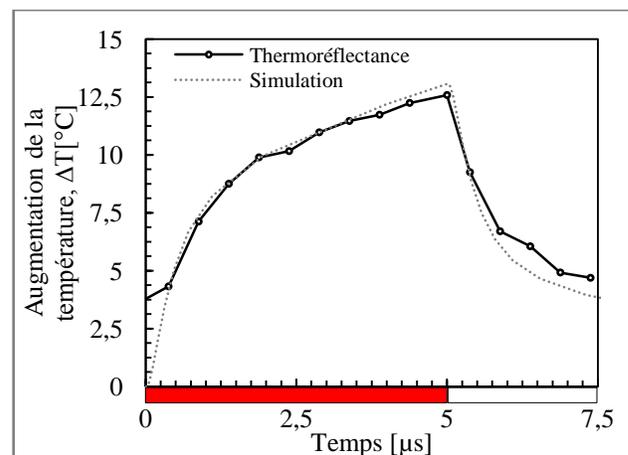


Figure 3.72: Comparaisons mesures par thermoréfectance et simulations, à $V_{DS} = 25$ V et $P_{DISS} = 5$ W/mm, en régime pulsé à $t_{pulse} = 5 \mu s$, à $T_{Réf} = 50$ °C.

Les courbes sur la figure 3.72, à $t_{\text{pulse}} = 5 \mu\text{s}$ montrent un bon accord mesures et simulations. Sur figure 3.71, à $t_{\text{pulse}} = 1 \mu\text{s}$, on trouve un écart de température entre les résultats de mesure et les simulations. Le bilan de ces comparaisons est qu'il existe un écart pour les pulses les plus courts. Cet écart augmente à forte température.

Pour savoir si cet écart était dû à une erreur sur la définition des propriétés thermiques des matériaux de nos modèles, nous avons dans un premier temps fait varier les valeurs des conductivités thermiques et des chaleurs massiques thermiques afin d'ajuster les résultats de simulation avec ces mesures. Il n'a cependant pas été possible de trouver un jeu de valeurs réalistes permettant de faire correspondre simultanément les résultats à toutes les longueurs de pulse. Nous remarquons qu'en normalisant les températures mesurées et simulées par la valeur de température atteinte en fin de pulse, on observe que l'on a un bon accord entre les mesures et les simulations (figures 3.73 et 3.74). Ce résultat indique donc que les résultats de mesure et de simulation ont la même dynamique d'échauffement.

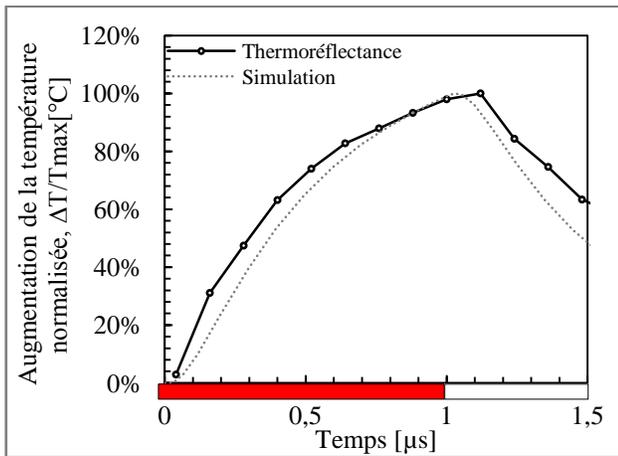


Figure 3.73: Comparaisons mesures **normalisées** par thermoréflectance et simulations, à $V_{\text{DS}} = 25 \text{ V}$ et $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$, en régime pulsé à $t_{\text{pulse}} = 1 \mu\text{s}$, à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

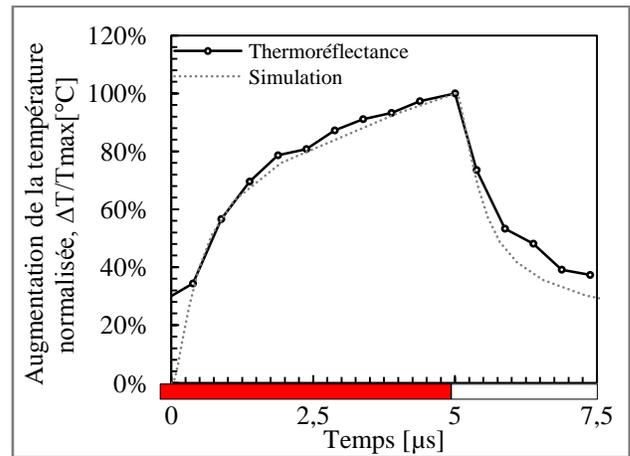


Figure 3.74: Comparaisons mesures **normalisées** par thermoréflectance et simulations, à $V_{\text{DS}} = 25 \text{ V}$ et $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$, en régime pulsé à $t_{\text{pulse}} = 5 \mu\text{s}$, à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

Nous nous sommes intéressés dans un second temps à la validité de la mesure aux courtes longueurs d'impulsions et notamment à la valeur du coefficient d'étalonnage C_{Th} . Nous avons retenu une hypothèse pour expliquer ces écarts : la dilatation thermique du composant ne serait pas prise en compte dans la phase d'étalonnage.

Pour comprendre ce phénomène avec certitude, il serait nécessaire de faire une campagne d'étalonnage avec un microscope autofocus pour suivre la dilatation thermique de la puce. La condition serait d'avoir un système assez rapide pour pouvoir mesurer des pulses aussi courts.

3.5.3 Comparaison avec les valeurs publiées

Les résultats obtenus durant les différentes campagnes de mesures nous ont permis de valider notre modèle thermique. Pour conclure l'analyse, une comparaison avec différentes valeurs publiées a été réalisée. La difficulté de cette comparaison est de s'assurer d'avoir une structure identique, ou suffisamment proche de celles mesurées car l'épaisseur du substrat ou la nature de la couche de nucléation par exemple ont un impact non négligeable sur la valeur de la résistance thermique. Ces données sont bien souvent confidentielles.

Les résultats de mesures trouvés dans la littérature sur des transistors se rapprochant le plus des composants étudiés dans ce chapitre (couches épitaxiales et topologie de transistor similaire) sont regroupés dans le tableau 3.18. Le tableau 3.19 rassemble les valeurs de résistance thermiques obtenues sur les composants mesurées.

Réf.	Topologie	Résistance thermique	Méthode de mesure
[22]	8x75 μm	12,6 °C.mm/W	Electrique
[49]	1x200 μm	12,8 °C.mm/W	Raman, raie du GaN
[50]	1mm de développement	15,5 °C.mm/W	Electrique
[51]	1x200 μm	16,2 °C.mm/W	Raman

Tableau 3.18: Résistances thermiques des HEMTs GaN publiées

Topologie	Résistance thermique	Méthode de mesure
8x125 μm	11 °C.mm/W	Thermographie IR
	12 °C.mm/W	Raman, raie du GaN
	22 °C.mm/W	Simulation

Tableau 3.19: Résistances thermiques des HEMTs GaN mesurées

Les valeurs extraites des campagnes de mesures réalisées avec le spectromètre Raman et les résultats publiés sont du même ordre de grandeur. Dans l'ensemble, les résultats de mesure sont assez proches, autour de 12 °C.mm/W. Les différences proviennent d'une part de la variation de topologie entre les échantillons (couplage thermique différent) et d'autre part du montage de test. Il serait

intéressant de réaliser un modèle exact des structures utilisées dans ces différentes études, mais nous n'avons pas les informations suffisantes (empilement du montage, épaisseur, conductivités thermique, position de la température de référence, pitch de grille).

Conclusion

Ce troisième chapitre est consacré à la mesure de température sur des DEC GH25 8x125 µm. Le composant a été caractérisé en conditions nominales de polarisation. Les mesures ont été réalisées en mode de fonctionnement DC, pulsé et CW en bande X par différentes méthodes optiques : la thermographie IR, la thermoréfectance et la spectrométrie Raman. Ces méthodes sont complémentaires car elles permettent de mesurer la température à différents endroits du composant et dans différents modes de fonctionnement. Pour cela nous avons dans un premier temps présenté les différentes méthodes de mesure de température existantes : les méthodes électriques, optiques et de contact. Nous avons fait le choix de favoriser les méthodes optiques, qui offrent une résolution spatiale de l'ordre du micron et ne nécessitent aucune préparation de surface préalable à la mesure. En revanche, les méthodes de mesure optiques requièrent un accès direct au point chaud qui dans notre cas est masqué par la plaque de champ. De plus les phases de calibration sont très complexes et la connaissance "juste" de la zone mesurée demande une parfaite connaissance des dimensions des composants et des matériaux constituant les différentes couches mesurées. Nous avons présenté le principe de fonctionnement des différentes méthodes optiques utilisées. La thermographie IR et la thermoréfectance permettent d'extraire la température dans la couche de passivation, dans l'espace grille-drain, au-dessus du contact ohmique. L'intérêt de travailler au-dessus du contact ohmique est de limiter la profondeur de champ de la mesure et de la concentrer dans les 400 nm de passivation des composants. La particularité de la spectrométrie Raman est de mesurer la température de chaque matériau indépendamment à partir du spectre de diffusion. Le choix de la longueur d'onde de la source laser du Raman va définir la résolution spatiale de la mesure et la profondeur de pénétration du faisceau dans le matériau. Ces données nous ont permis d'extraire la température moyenne dans la couche de GaN et de SiC.

Une campagne de caractérisation RF a été réalisée sur des composants pré-adaptés. Nous avons tout d'abord estimé les pertes en entrée et en sortie du transistor. Cette donnée nous a permis de revenir à la puissance dissipée dans le plan du transistor. Le choix de la fréquence de porteuse à 9,6 GHz correspond à la fréquence pour laquelle la PAE est maximale. A cette fréquence, près de 50 % de la puissance fournie par les alimentations est émise. Les mesures par thermographie IR et Raman, en mode

de fonctionnement RF, nous ont ainsi permis d'observer l'influence de la RF sur le comportement thermique du transistor.

L'objectif de cette étude était de valider la précision du modèle thermique développé et présenté en chapitre 2. En particulier, de valider l'aspect dynamique de nos modèles (simulations transitoires) et l'hypothèse d'une répartition de la puissance dissipée égale entre chaque grille du transistor. Il était important également de valider les coefficients de non-linéarité de la conductivité thermique en fonction de la température définis dans ces modèles. Nous avons vu au chapitre 2 que les conséquences de ces phénomènes sur la température peuvent être observées à différentes densités de puissance dissipée. Cependant les incertitudes de mesure n'ont pas permis de mettre en évidence les effets non-linéaires de la température induits par la variation de densité de puissance dissipée dans le composant. Il a toutefois été possible de les observer en réalisant des essais à différentes températures de fond de montage.

Ces résultats de mesure ont été comparés aux simulations, en régime stationnaire (thermographie IR et spectrométrie Raman) et transitoire (thermoréflectance). Les comparaisons en régime stationnaire ont montré un bon accord, inférieur à 5%. Les comparaisons en transitoire ont révélé des écarts à faibles longueurs d'impulsion. Ces écarts pourraient être liés à la forte dilatation thermique dans cette zone (faible longueur d'impulsion) où la dynamique de l'échauffement est la plus importante. Toutefois, le bon accord obtenu entre les mesures et la simulation de la dynamique de l'échauffement permet de valider les propriétés thermiques dynamiques des modèles thermiques utilisés dans cette thèse. Enfin une comparaison avec les résultats publiés vient compléter cette étude.

Après avoir développé et validé un modèle thermique au niveau du composant, il s'agit de faire le lien entre la thermique du composant et la thermique du système. L'idée générale reste d'estimer la durée de vie d'un système radar. Il est donc nécessaire de comprendre comment la température influe sur la durée de vie utile d'un système.

Bibliographie du chapitre 3

- [1] F. Schuermeyer, R. Fitch, R. Dettmer, J. Gillespie, C. Bozada, K. Nakano, J. Sewel, J. Ebel, T. Jenkins and L. L. Liou "Thermal Studies on Heterostructure Bipolar Transistors using Electroluminescence," *Proceedings IEEE Cornell Conference on High Performance Devices*, Ithaca, 2010, pp. 45-50.
- [2] J. P. Landesman, D. Floriot, E. Martin, R. Bisaro, S. L. Delage and P. Braun "Temperature Distributions in III-V Microwave Power Transistors using Spatially Resolved Photoluminescence Mapping," *Proceedings of the 2000 3rd IEEE Caracas Conferences on Devices, Circuits and Systems*, Cancun, 2010, pp. 1-8.
- [3] D. C. Hall, L. Goldberg and D. Mehuys, "Technique for Lateral Temperature Profiling in Optoelectronic Devices using a Photoluminescence Microprobe," *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 61, no. 4, pp. 384 -386, Aug. 1992.
- [4] Q. Kim, B. Stark and S. Kayali, "A Novel, High Resolution, Non-Contact Channel Temperature Measurement Technique," *Proceedings 36th Annual IEEE Reliability Physics Symposium*, Reno, 1998, pp. 108 -112.
- [5] Jacques Barbillat, D. Bougeard, G. Buntinx, M. Delhaye, P. Dhamelincourt, F. Fillaux, "Spectrométrie Raman," *Techniques de l'Ingénieur*, P2865, <http://www.techniques-ingenieur.fr/>
- [6] R. Abid and F.-Z. Mezroua, "New Technique of Temperature Noncontact Measurements: Application to Thermal Characterization of GTO Thyristors in Commutation," *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Montreal, Vol. 1, pp. 586 -589.
- [7] Y. S. Ju, O. W. Kading, Y. K. Leung, S. S. Wong and K. E. Goodson, "Short-Timescale Thermal Mapping of Semiconductor Devices," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 18, no. 5, pp. 169-171, 1997.
- [8] W. Claeys, S. Dilhaire and V. Quintard, "Laser Probing of Thermal Behaviour of Electronic Components and Its Application in Quality and Reliability Testing", *Microelectronics Engineering*, Vol. 24, pp. 411-420, 1994.
- [9] E. Welsch, M. Reichling, C. Gobel, D. Schafer and E. Matthias, "Modulated Thermoreflectance Imaging of Hidden Electric Current Distributions in Thin-Film Layered Structures," *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 61, no. 8, pp. 916-918, 1992.
- [10] C. C. Lee, T. J. Su and M. Chao, "Transient Thermal Measurements using the Index of Refraction As a Temperature Sensitive Parameter," *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, Vol. 15, no. 5, pp. 625-631, Oct. 1992.
- [11] B. Simmnacher, G. Deboy, M. Ruff, H.-J. Schulze and B. Kolbesen, "Analysis of the Carrier and Temperature Distributions in Gate Turn-Off Thyristors by Internal Laser Deflection," *Proceedings IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's*, Weimar, 1999, pp. 177-180.
- [12] M. Allard, R. A. Masut and M. Boudreau, "Temperature Determination in Optoelectronic Waveguide Modulators," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 18, pp. 813-818, 2000.
- [13] J. McDonald and G. Albright, "Microthermal Imaging in the Infrared", *Electronics Cooling*, Jan. 1997.
- [14] A. Yasuda, H. Yamaguchi, Y. Tanabe, N. Owada and S. Hirasawa, "Direct Measurement of Localized Joule Heating in Silicon Devices by Means of Newly Developed High Resolution IR Microscopy," *Proceedings 29th IEEE Annual Reliability Physics Symposium*, Las Vegas, 1991, pp. 245-249.
- [15] A. Hefner, D. W. Berning, D. L. Blackburn and C. Chapuy, "A High-Speed Thermal Imaging System for Semiconductor Device Analysis," *Proceedings 17th Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium*, San Jose, 2001, pp. 43-49.
- [16] E. Heller, S. Choi, D. Dorsey, R. Vetry, S. Graham, "Electrical and structural dependence of operating temperature of AlGaIn/GaN HEMTs," *Microelectronics Reliability*, Vol. 53, no. 6, Jun. 2013, pp. 872-877, Apr. 2013.

- [17] C. Charbonniaud, "Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l'amplification de puissance micro-onde," *Ph.D. dissertation*, Université de Limoges, France, 2005.
- [18] G. Mouginot, "Potentialités des transistors HEMTs AlGaIn-GaN pour l'amplification large bande de fréquence; effets limitatifs et modélisation," *Ph.D. dissertation*, Université de Limoges, France, 2011.
- [19] H. Fukui, "Thermal Resistance of GaAs Field-Effect Transistors," *International Electron Devices Meeting*, Vol. 5, no. 1, pp. 118-121, 1980.
- [20] S. P. McAlister, et al., "Self-heating and the temperature dependence of the dc characteristics of GaN heterostructure field effect transistors," *J. Vac. Sci. Technol.*, Vol. 24, no. 3, pp.624-628, Jun. 2006.
- [21] J. Kuzmik, et al., "Determination of channel temperature in AlGaIn/GaN HEMTs grown on sapphire and silicon substrates using dc characterization method," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 48, no. 8, Aug. 2002.
- [22] R. Sommet, G. Mouginot, R. Quéré, Z. Ouarch, S. Heckmann, M. Camiade, "Thermal Modeling and Measurements of AlGaIn/GaN HEMTs including Thermal Boundary Resistance," in *Proc. THERMINIC*, Barcelona, 2010, pp. 1-5.
- [23] M. Avcu, "Caractérisation des effets parasites dans les HEMTs GaN : développement d'un banc de mesure ω ," *Ph.D. dissertation*, Université de Limoges, France, 2014.
- [24] R. Aubry, J.-C. Jacquet, J. Weaver, O. Durand, P. Dobson, G. Mills, M.-A. di Forte-Poisson, S. Cassette, S.-L. Delage, "S_{ThM} Temperature Mapping and Nonlinear Thermal Resistance Evolution with Bias on AlGaIn/GaN HEMT Devices," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 54, no.3, pp. 385-390, Mar. 2007.
- [25] J.B. Xu, K. Lauger, K. Dransfeld, I.H. Wilson, "Thermal Sensors for Investigation of Heat Transfer in Scanning Probe Microscopy," *Review Scientific Instruments*, Vol. 65, no.7, pp.2262-2266, 1994.
- [26] W.T. Anderson, "Atomic Force Microscope Measurement of Channel Temperature in GaAs Devices," *IEEE International Symposium on Compound Semiconductors*, Monterey, 2000, pp. 31-36.
- [27] M. Parsley, "The Use of Thermochromic Liquid Crystals in Research Applications, Thermal Mapping and Non-Destructive Testing," *Proceedings of 7th Annual IEEE Thermal and Temperature Measurements Symposium*, Phoenix, 1991, pp.53-58.
- [28] J. Park, S. Diestel, S. Richman, F. Chen, J. Mooney, D. Escobar, D. Sato, C.C. Lee, Y. Media, "Hot Spot Measurement on CMOS-Based Image Sensor Using Liquid Crystal Thermograph," *Proceedings 52nd Electronics Components and Technology Conference*, 2002, pp. 1627-1630.
- [29] K. Azar, D. Farina, "Measuring Chip Temperatures With Thermochromic Liquid Crystals," *Electronics Cooling*, 1997.
- [30] D.J. Brenner, "A Technique for Measuring the Surface Temperature of Transistors by Means of Fluorescent Phosphors," *NBS Technical Note 591*, 1971.
- [31] G. Bonnier, "Thermographie - Principes et mesure," *Techniques de l'Ingénieur*, R2740, www.techniques-ingenieur.fr/
- [32] G.C. Albright, J.A. Stump, J.D. McDonald, H. Kaplan Emissivity Albright 2001, "True temperature measurements on microscopic semiconductor targets," *Part of the SPIE Conference on Thermosense*, Orlando, 1999, pp. 245-250.
- [33] P.W. Webb, "Thermal imaging of electronic devices with low surface emissivity," *IEEE Proceedings-G*, Vol. 138, no. 3, 1991 pp. 390-400.
- [34] C.H. Oxley, R.H. Hopper, "Effect of transparency within a semiconductor on emissivity mapping for thermal profile measurements of a semiconductor device," *IET Sci. Meas. Technol.*, Vol. 1, no. 2, pp. 79-81, 2007.

- [35] www.raytek.com/Raytek
- [36] www.quantumfocus.com/
- [37] M. Farzaneh, K. Maize, D. Lüerßen, J. A. Summers, P. M. Mayer, P. E. Raad, K. P. Pipe, A. Shakouri, R. J. Ram and Janice A Hudgings, "CCD-based thermorefectance microscopy: principles and applications," *J. Phys. D: Appl. Phys.* Vol. 42 , no. 14, pp. 1-20, Jun. 2009.
- [38] K. Yazawa, D. Kendig, D. Hernandez, K. Maze, A. Shakouri, "Challenges and opportunities for transient thermal imaging of microelectronic devices," in *Proc. THERMINIC*, Budapest, 2012, pp. 1-4.
- [39] www.microsanj.com/
- [40] G. Tessier, S. Holé, D. Fournier, "Quantitative Thermal Imaging by Synchronous Thermorefectance with Optimized Illumination Wavelengths," *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 78, no. 16, pp. 2267-2269, Apr. 2001.
- [41] G. Tessier, G. Jerosolimski, S. Holé, D. Fournier, C. Filloy, "Measuring and Predicting the Thermorefectance Sensitivity as a Function of Wavelength on Encapsulated Materials," *Rev. Sci. Instrum.*, Vol. 74, no. 1, pp. 495-499, Jan. 2003.
- [42] O. Lancry, "Etude par microspectrométrie Raman de matériaux et de composants microélectronique à base de semi-conducteurs III-V grand gap," *Ph.D. dissertation*, Université de Lille, France, 2009.
- [43] G. Le Coustre, "Contribution au développement d'une filière de transistor de forte puissance à base de technologie HEMT GaN pour application télécoms et radar," *Ph.D. dissertation*, Université de Lille, France, 2009.
- [44] A. Sarua, H. Ji, M. Kuball, M. J. Uren, T. Martin, K. P. Hilton, and R. S. Balmer, "Integrated Micro-Raman/Infrared Thermography Probe for Monitoring of Self-Heating in AlGaIn/GaN Transistor Structures," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 53, no. 10, pp. 2438-2446, Oct. 2006.
- [45] B. E. A. Saleh, M.C. Teich, "Fundamentals of Photonics, 2nd Edition," *Wiley*, 2007
- [46] L. Brunel, "Contribution à l'assurance fiabilité de filières HEMTs à base de GaN sur substrat SiC - Caractérisation électrique approfondie et modélisation des effets parasites," *Ph.D. dissertation*, Université de Bordeaux, France, 2014.
- [47] www.gcelectronics.com
- [48] O. Jardel, "Contribution à la Modélisation des Transistors pour l'Amplification de Puissance aux Fréquences Microondes," *Ph.D. dissertation*, Université de Limoges, France, 2008.
- [49] M. Kuball, J. M. Hayes, M. J. Uren, T. Martin, J. C. H. Birbeck, R. S. Balmer, and B. T. Hughes, "Measurement of Temperature in Active High-Power AlGaIn/GaN HFETs Using Raman Spectroscopy," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 23, no. 1, pp. 7-9, Jan. 2002.
- [50] C. Florian, A. Santarelli, R. Cignani, F. Filicori, "Resistance and Pulsed Thermal Dynamic Behavior of AlGaIn-GaN HEMTs on SiC," *IEEE Trans. On Microwave Theory And Techniques*, Vol. 61, no. 5, May 2013.
- [51] R. J. T. Simms, J. W. Pomeroy, M. J. Uren, T. Martin, M. Kuball, "Channel Temperature Determination in High-Power AlGaIn/GaN HFETs Using Electrical Methods and Raman Spectroscopy," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 55, no. 2, pp. 478-482, Feb. 2008.

Chapitre 4 : Influence de la température des amplificateurs de puissance RF sur la durée de vie des systèmes aéroportés

Introduction

La durée de vie est un critère décisif dans le choix d'un système électronique embarqué. L'estimation de la durée de vie d'un système repose sur des calculs de probabilité du risque de défaillance de chaque élément constituant le système, de la simple brasure, au composant le plus complexe. La difficulté réside dans la prédiction du comportement de phénomènes physiques à long terme (sur plusieurs dizaines d'années), à partir de résultats d'essais de vieillissement réalisés sur une courte durée (plusieurs centaines d'heures).

La technologie GaN est reconnue pour sa faculté à maintenir un niveau de performance élevé dans un environnement à fortes contraintes (haute température, champ électromagnétique intense, etc.). Pour les filières GaN (GH50 et GH25), UMS peut ainsi garantir une durée de vie de 20 ans à une température maximale de fonctionnement des transistors (la température de jonction) de 200 °C. Par comparaison, la filière GaAs est garantie pour 20 ans, à une température de jonction maximale en fonctionnement de 175 °C. Ce gain de 25 °C est très significatif, notamment pour les applications en mode de fonctionnement CW où la température de fonctionnement peut atteindre ces valeurs critiques (dans le cas d'application de type GE).

La difficulté d'une étude de fiabilité est de pouvoir identifier et dissocier chaque mécanisme de dégradation propre à un type de défaillance particulier. Ce type de défaillance est lié à une période de vie du composant. Une étude de fiabilité permet de définir certains paramètres indispensables au calcul de fiabilité pour des conditions données d'utilisation (température de fond de puce, puissance dissipée, facteur de forme, longueur d'impulsion).

L'objet de ce quatrième chapitre n'est pas de réaliser une étude exhaustive des mécanismes de dégradation des composants GaN. Beaucoup de travaux ont été réalisés et sont encore en cours dans ce domaine. L'objectif de ce chapitre est de définir les différents paramètres caractéristiques de la fiabilité du transistor, à prendre en compte dans un calcul de fiabilité au niveau du système. En particulier, il s'agira de savoir quelle température doit-on prendre en compte dans ces calculs de fiabilité. S'agit-il de la température moyenne dans le canal, la température maximale du point chaud au centre du transistor, la température moyenne de tous les points chauds, la température des électrodes de commande, ou faut-il considérer la température d'un autre endroit du transistor ? Il faut également comprendre comment l'aspect temporel est pris en compte dans un calcul de fiabilité, en particulier pour une application radar, à courtes longueurs d'impulsions et pour laquelle la température n'atteint sa valeur maximale que

pendant quelques nanosecondes. Quelles sont les méthodes de calcul de fiabilité utilisées au niveau du système et sont-elles adaptées à ce type d'application ?

Pour cela, nous commencerons par introduire la notion de fiabilité au niveau composant, en rappelant quelques définitions des paramètres importants. Ensuite, nous présenterons les mécanismes de dégradations répertoriés aujourd'hui dans les filières AlGaIn/GaN. Cette première partie nous permettra de définir la température à prendre en compte dans nos calculs de fiabilité. Dans une deuxième partie, nous reviendrons sur la notion de fiabilité d'un point de vue du système. Nous évoquerons les différences qui existent entre les défaillances précoces, déterministes et aléatoires et lesquelles faut-il considérer dans un calcul de durée au niveau système. Enfin nous présenterons les formules de calcul de fiabilité telles qu'elles sont définies pour les HEMTs dans la méthodologie FIDES. Nous montrerons comment améliorer la méthode de calcul du taux de défaillance, par l'utilisation d'une formule plus proche des conditions réelles de fonctionnement des composants en mode pulsé. Cette formule nous permet notamment de prendre en compte l'influence des effets thermiques transitoires entre deux impulsions consécutives.

4.1 Introduction à la fiabilité au niveau du composant

La notion de fiabilité définit l'aptitude d'un système à accomplir une fonction requise, dans des conditions données et pendant un intervalle de temps donné. Cette discipline s'intéresse à la prédiction des phénomènes physiques à l'origine des faiblesses des composants. Ces faiblesses sont appelées défaillances.

4.1.1 Rappels

En fiabilité des composants III-V, deux notions sont utilisées pour différencier un phénomène physique réversible et un phénomène physique permanent à l'origine des défaillances des composants : les effets parasites et les mécanismes de dégradations.

- Les effets parasites définissent les phénomènes physiques limitant les performances des composants (par exemple la thermique ou les pièges). Ces effets sont généralement observés dès les premières secondes d'utilisation. Ces effets parasites sont non-destructifs et n'ont pas d'impact sur la fiabilité des composants.

Pour tenir compte de ces effets parasites sur la performance des composants (et des systèmes), des modèles électrothermiques des transistors sont développés dans lesquels l'utilisateur définit la température maximale du composant en fonctionnement. Les modèles thermiques des HEMTs GH25 présentés en chapitre 2 permettent de calculer cette température, en régime stationnaire ou transitoire.

- Les mécanismes de dégradation définissent les phénomènes physiques à l'origine d'une dégradation des performances des composants. Ces mécanismes apparaissent au cours du vieillissement. Un mécanisme de dégradation est un phénomène permanent et a donc un impact important sur la fiabilité des composants.

Pour calculer la durée de vie du composant, il est nécessaire de connaître les zones du composant où apparaissent les mécanismes de dégradations (par exemple l'interface passivation/semi-conducteur entre la grille et le drain, le canal au niveau du pied de grille du côté drain, etc.). Il faut être capable d'estimer la température de ces zones en fonctionnement puisque la thermique est considérée comme un facteur d'accélération des dégradations des composants (au même titre que le taux d'humidité, ou que les fortes tensions de polarisation). Pour cela, il faut identifier les mécanismes de dégradations propres à la filière AlGaIn/GaN sur SiC.

4.1.2 Effets parasites et mécanismes de dégradation de la filière AlGaIn/GaN

Depuis plusieurs années, de nombreux travaux reposent sur l'identification et la compréhension des mécanismes de dégradations des HEMTs AlGaIn/GaN [1-3]. Tous les phénomènes physiques à l'origine des défaillances des composants n'ont pas encore été identifiés et sont toujours à l'étude aujourd'hui. En figure 4.1, Meneghesso et al. [4] ont représentés schématiquement une vue en coupe d'un HEMT AlGaIn/GaN et les différentes parties du transistor où une dégradation peut apparaître. Ces dernières sont généralement classées en 3 catégories : les mécanismes de dégradation activés thermiquement, les effets de pièges et les effets piézo-électriques inverses. Elles sont situées au niveau des électrodes de grille et de drain, dans la passivation en SiN, dans la barrière AlGaIn ou dans le buffer GaN.

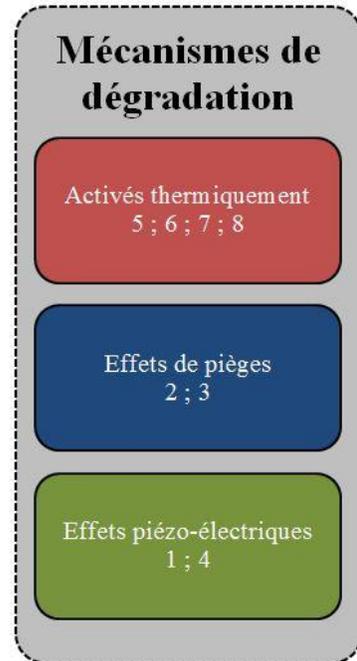
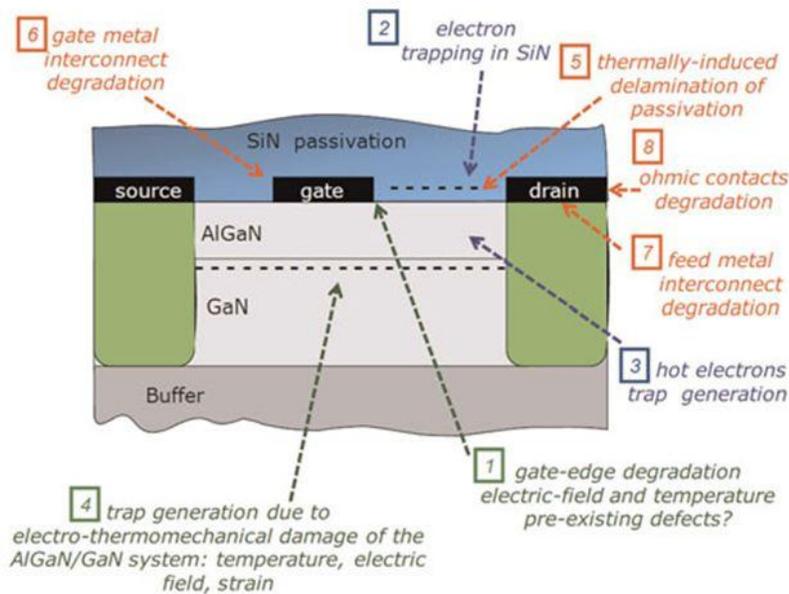


Figure 4.1: Localisation des zones où apparaissent les mécanismes de dégradations dans les composants AlGaN/GaN [4].

4.1.2.1 Mécanismes de dégradation activés thermiquement

Le niveau de maturité des filières antérieures GaAs et InP ont déjà permis d'identifier un certain nombre de causes à l'origine des défaillances dans les composants électroniques [5]. Les principaux mécanismes de dégradation activés thermiquement de ces filières sont l'enterrement de grille (diffusion du métal de grille dans le semi-conducteur), la dégradation du contact Schottky, ou l'électromigration au niveau des contacts ohmiques de drain.

Pourtant, des études de fiabilité menées sur des HEMTs AlGaN/GaN réalisés avec différents alliages de grille (Pt/Au [6,7], Pt/Ti [8], Mo/Au [9] et Ni/Au [10]) et de contacts ohmiques (Ti/W/SiN/Au [6], W/SiN/Au ou Ir/Au [8], Ti/Al/Pt/Au[7]) ont montré une bonne stabilité des contacts jusqu'à 300°C, au-delà des températures qu'atteignent les composants dans un mode de fonctionnement nominal. Ces mécanismes de dégradation ne seront donc pas à l'origine des défaillances des systèmes.

4.1.2.2 Effets de pièges

Les défauts profonds dans les structures HEMTs AlGaN/GaN (que ce soit les dislocations générées par la croissance sur substrat de substitution, l'incorporation d'atomes parasites lors des étapes de croissance et/ou technologiques) sont les causes principales des effets de pièges : ces défauts interagissent avec les porteurs de charges présents dans le canal, en capturant une partie des électrons qui participent au courant. Ces pièges vont créer des charges fixes additionnelles dans le transistor

(positives si les pièges sont de type donneur ou négatives si les pièges sont de type accepteur) et modifier la densité d'électrons et donc le courant. La décharge de ces pièges a des constantes de temps lentes par rapport aux signaux RF car les centres de piégeages sont localisés en profondeur. Ces constantes de temps sont fonction du champ électrique appliqué au composant, défini par les tensions appliquées aux électrodes de commande. Certaines constantes de temps de dépiégeage (ou émission) peuvent être parfois tellement lentes par rapport au temps de la mesure (de l'ordre de plusieurs minutes ou plus), que ces phénomènes sont difficile à distinguer de mécanismes permanent [11].

Les centres de piégeages actifs sont localisés soit en surface, au niveau de la passivation, soit au niveau de la barrière AlGa_N sous la grille, soit dans le buffer Ga_N [12,13], en particulier dans l'espace grille drain en sortie de grille où se concentre le champ électrique. Un travail de développement et d'amélioration de la passivation à base de Si₃N₄ a permis de limiter la présence de pièges localisés en surface [14,15] et l'amélioration des techniques de croissance et de la qualité des substrats de limiter les densités de pièges localisés dans la buffer. Malgré cela, les phénomènes de pièges restent, avec les effets thermiques, les premiers responsables des dégradations des performances électriques des HEMTs Ga_N [16-18].

4.1.2.3 Effet piézo-électrique inverse

Les matériaux AlGa_N et Ga_N sont piézoélectrique et sous l'effet d'un champ électrique intense, des contraintes mécaniques sont générées dans la structure et causent des dégradations dans la couche d'AlGa_N [19]. Des craquelures ou des défauts peuvent ainsi apparaître dans le matériau lors de la relaxation de ces contraintes: c'est l'effet piézo-électrique inverse [20-22].

4.1.3 Température à considérer dans les calculs de fiabilité du composant

Les principaux mécanismes de dégradation des HEMTs AlGa_N/Ga_N sont donc localisés dans la zone où le champ électrique est le plus intense, dans l'espace grille drain, au pied de grille. Cette zone correspond à la zone de puissance dissipée telle qu'elle est définie dans le chapitre 2, où la température du transistor est maximale. C'est pourquoi la température à considérer dans les calculs de fiabilité est la température maximale de fonctionnement du transistor.

4.1.4 Evolution du taux de défaillance en fonction du temps

Les différents mécanismes de dégradation présentés ont été identifiés par différents types d'essais en vieillissement. Ces essais ont pour objectif d'extraire l'énergie d'activation et le taux de défaillance à une température donnée, qui seront utilisés pour l'estimation de la durée de vie des composants. Il s'agit de s'assurer que ces valeurs d'énergie d'activation, extraites pour des mécanismes d'usure bien particuliers (qui apparaissent en fin de vie), peuvent être utilisées pour calculer la durée de vie « utile » d'un système (pendant laquelle le composant fonctionne en condition nominales d'utilisation). La question est de savoir si les mécanismes de dégradation qui apparaissent en fin de vie sont les mêmes que ceux qui peuvent apparaître au cours de la période de vie utile du composant.

4.1.4.1 Taux de défaillance

Mesurer la fiabilité d'un composant revient généralement à calculer un taux de défaillance, noté λ . Ce taux définit le nombre total de défaillances sur le nombre d'heures-composants.

$$\lambda = \frac{\text{Nombre de défaillances}}{\text{Nombres d'heures-composants}} \quad (4.1)$$

Le nombre d'heure-composants représente le nombre d'heures de fonctionnement sans défaillances, ou le nombre d'heures de bon fonctionnement.

Le taux de défaillance s'exprime en FIT (Failure In Time). 1 FIT est équivalent à 1 défaillance toutes les 10^9 heures de bon fonctionnement.

4.1.4.2 Evolution du taux de défaillance : « courbe en baignoire »

La représentation du taux de défaillance au cours du temps permet de définir 3 zones de fonctionnement. Dans le cas d'un composant électronique, cette représentation se généralise sous la forme d'une courbe en baignoire [23]. A chaque zone de fonctionnement est associée une phase de la « vie » du composant : la jeunesse, la vie utile et la fin de vie. Chaque période est caractérisée par un type de défaillances : précoces, aléatoires ou déterministes. La figure 4.2 représente le taux de défaillance caractéristique d'un composant électronique.

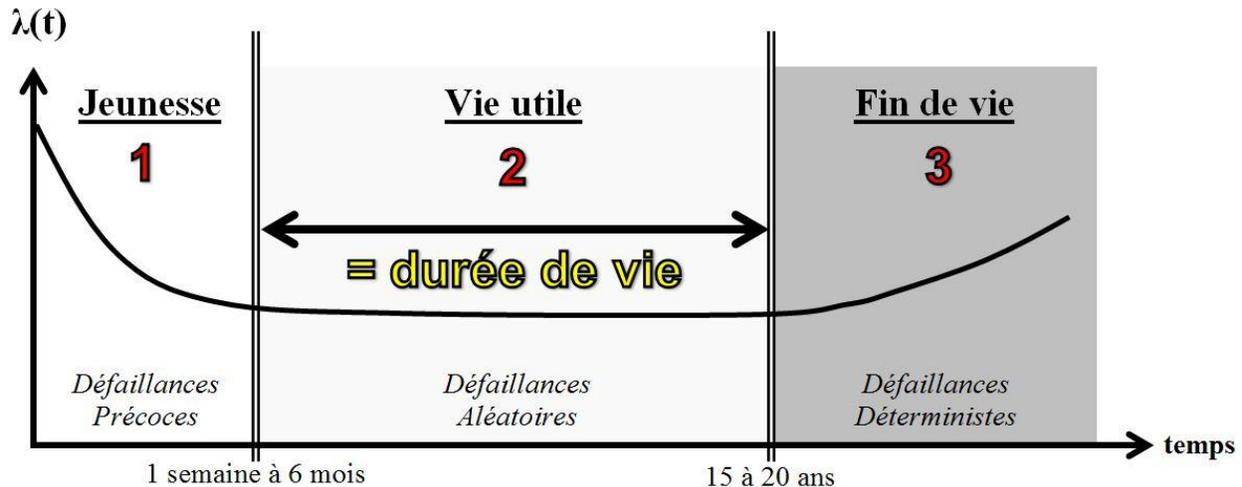


Figure 4.2: Représentation schématique du taux de défaillance d'un composant électronique au cours du temps.

- 1- La jeunesse du composant est caractérisée par un taux de défaillance qui prend la forme d'une exponentielle décroissante. Ce taux est initialement élevé et atteint une valeur minimale au bout de quelques semaines, correspondant au taux de défaillance de base noté λ_0 du composant. Dans cette zone, les défaillances sont qualifiées de défaillances précoces. Elles sont causées par la présence de défauts qui apparaissent lors du processus de fabrication. En général, une phase de pré-vieillessement ou déverminage est réalisée avant l'assemblage du composant, dans les cartes électroniques des systèmes, pour écarter les composants défectueux.
- 2- La période de vie utile, est caractérisée par un taux de défaillance constant ou quasi-constant: le taux de défaillance de base λ_0 . Dans cette zone, les défaillances sont qualifiées de défaillances aléatoires. Elles déterminent en partie, la capacité de l'industriel à respecter les critères de tolérance de fabrication définis et à reproduire à l'identique une série de composants. Les notions de période de vie utile et de durée de vie sont équivalentes.
- 3- La période de fin de vie du composant est caractérisée par un taux de défaillance croissant. Dans cette zone, les défaillances sont qualifiées de déterministes. Elles sont dues à l'usure du composant. Ce sont les mécanismes de fin de vie du composant, ayant un caractère prévisible. Ce type de mécanisme apparait de façon systématique.

4.1.4.3 MTTF, MTBF et t_{50}

A partir de l'évolution du taux de défaillance au cours du temps, il est possible d'extraire les différents paramètres utilisés dans l'étude de la fiabilité d'un composant: le MTTF ou le MTBF et le temps médian (noté t_{50}) :

- le paramètre MTTF (Mean Time To Failure) correspond à la durée moyenne de fonctionnement d'un système avant la première défaillance.
- le paramètre MTBF (Mean Time Between Failure) est utilisé dans le cas de systèmes réparables, pour traduire la durée moyenne de fonctionnement d'un système, entre chaque défaillance.

Le MTTF et le MTBF s'expriment généralement en heures.

- le paramètre t_{50} correspond à la durée au bout de laquelle 50% de la population considérée est défaillante (c'est-à-dire 50% de la population atteint le critère de défaillance).

Les paramètres MTTF ou MTBF sont associés à la période de vie utile des composants. Ils sont caractéristiques des défaillances aléatoires. Le paramètre t_{50} est quant à lui propre à la période de fin de vie et caractérise les défaillances déterministes, comme représentées sur la figure 4.3. Défaillances aléatoires et défaillances déterministes sont donc des notions bien distinctes.

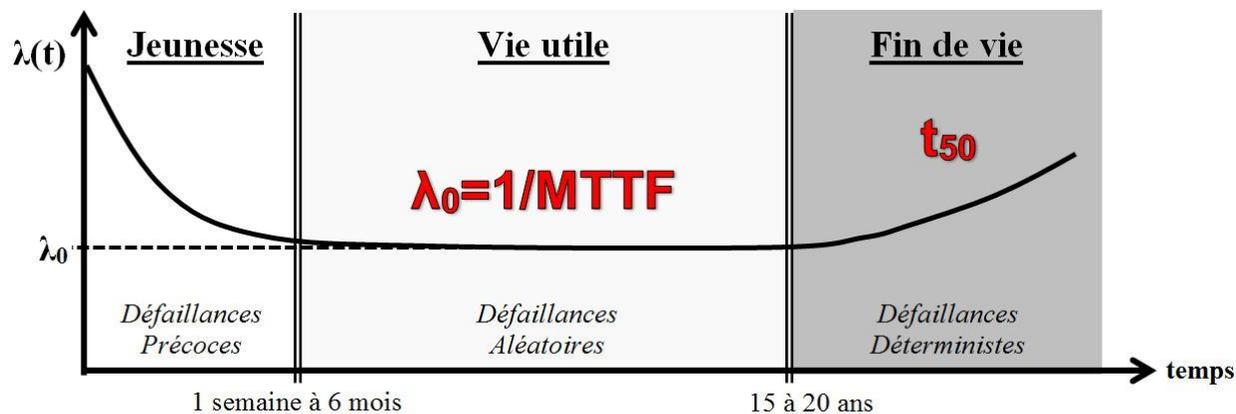


Figure 4.3 : Représentation schématique du taux de défaillance d'un composant électronique au cours du temps et paramètres caractéristiques de la fiabilité du composant.

4.1.5 Analyse des défaillances des composants électroniques GH25

4.1.5.1 Méthodologie et tests de vieillissement

Pour garantir un niveau de performance et une durée de vie de leurs composants, les fabricants réalisent différentes campagnes d'essais de fiabilité sur des structures de test (notamment les DEC)

représentatives des composants qui seront commercialisés. Une série de tests sont réalisés sur différents lots en parallèles. Chaque type d'essais possède un objectif bien défini:

- déterminer l'aire de sécurité de fonctionnement des composants,
- identifier les mécanismes de dégradation et extraire une valeur de t_{50} ,
- calculer le MTTF (en accumulant un nombre d'heures-composants suffisant).

En préambule à ces différents types d'essais, une série de tests permettent d'éliminer les composants présentant des défaillances précoces. Cette étape passe par une série de mesures électriques et une inspection optique des composants (appelé « screening »).

4.1.5.1.1 Identification des mécanismes de fin de vie (t_{50})

Pour identifier les mécanismes de fin de vie des composants et extraire la valeur du paramètre t_{50} , des tests de vieillissement accélérés sont réalisés. La société UMS utilise deux types de tests de vieillissement accélérés: les tests HTRB (pour High Temperature Reverse Bias) et HTOL (pour High Temperature Operating Life) [24].

- Les tests HTRB sont effectués à tension V_{DS} élevée ($V_{DS} = 50$ V) et V_{GS} fortement négatif ($V_{GS} = -7$ V), à haute température : $T_{max} = 175$ °C.
- Les tests HTOL correspondent à des tests effectués en conditions nominales d'utilisation ($V_{DS} = 30$ V ; $I_{DS} = 180$ mA/mm), à très haute température (320 °C < T_{max} < 345 °C).

4.1.5.1.2 Estimation du MTTF

Pour estimer le taux de défaillances aléatoires et calculer le MTTF, des tests de type DCLT (DC Life Test) et RFLT (RF Life Test) sont effectués sur des composants polarisés autour des conditions nominales de fonctionnement (DC ou RF). Le but de ces tests est d'estimer un taux de défaillance dans la zone de vie utile du composant et d'accumuler le maximum « d'heures-composants ». Les tests de type DCLT et RFLT doivent être réalisés autour des températures opérationnelles des transistors :

- DCLT: $V_{DS} = 30$ V ; $I_{DS} = 150$ mA/mm ; 210 °C < T_{max} < 250 °C
- RFLT: $V_{DS} = 30$ V ; $I_{DS} = 150$ mA/mm ; PAE_{max} ; 120 °C < T_{max} < 230 °C

La figure 4.4 résume les principaux tests de fiabilité utilisés chez UMS.

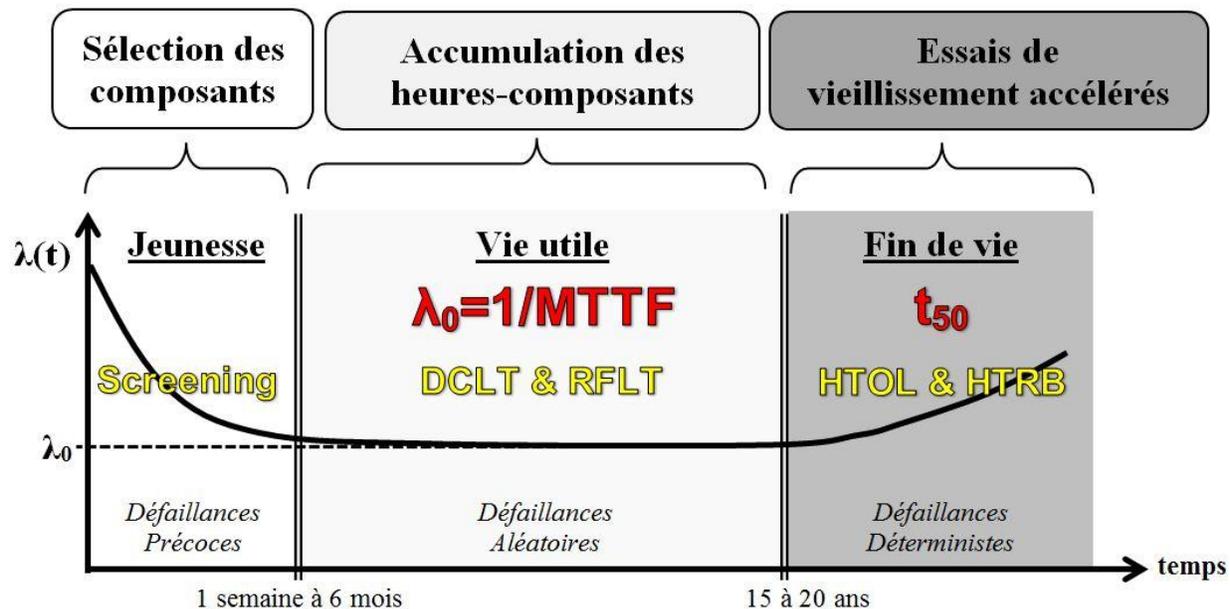


Figure 4.4 : Représentation schématique du taux de défaillance d'un composant électronique au cours du temps et essais de vieillissement associés à chaque type de défaillance.

4.1.5.2 Lois de distribution

L'accumulation des résultats des différents tests de vieillissement permettent de classer le nombre de défaillances au cours du temps. Pour revenir à un taux de défaillance de base, calculer une durée de vie moyenne, extraire un t_{50} , l'analyse des résultats repose sur des lois de distribution statistique.

Il existe différentes lois de distributions. Les quatre principales sont: la loi de distribution exponentielle, la loi de distribution normale, la loi de distribution log-normale et la loi distribution de Weibull [1 ,2]. La loi de distribution statistique à privilégier pour chaque type de défaillance correspond à la loi la plus représentative du comportement des échantillons étudiés.

Les études de fiabilité dans le cas des filières GaAs, ont montré que les mécanismes de défaillances déterministes prennent la forme d'une loi de distribution log-normale. Dans le cas de mécanismes de défaillance aléatoires, la loi de distribution utilisée est de type exponentiel [25].

4.1.5.3 Lois d'Arrhenius et facteur d'accélération

Pour réduire la durée des campagnes d'essais en vieillissement, des tests de vieillissement accélérés sont mis en place. Des facteurs d'accélération sont alors définis : température, taux d'humidité, tensions, courant, etc.

Parmi ces facteurs, la température est l'un des plus utilisés dans l'industrie des semi-conducteurs car il est l'un des plus simples à contrôler. Pour estimer la durée de vie d'un composant soumis à un facteur d'accélération en température, le modèle de vieillissement empirique d'Arrhenius est utilisé [23,26]. Il permet de définir le facteur d'accélération AF auquel est associé un paramètre appelé énergie d'activation. Chaque mécanisme de dégradation a sa propre énergie d'activation.

$$AF = e^{\frac{E_a}{k_B} \left(\frac{1}{T_{Réf}} - \frac{1}{T_{stress}} \right)} \quad (4.2)$$

avec - E_a [eV], l'énergie d'activation. Cette notion introduite par Arrhenius traduit l'énergie à apporter au système, pour que la réaction ait lieu.

- k_B la constante de Boltzmann, $k_B = 1,38 \times 10^{-23}$ [J/K]

Ce facteur d'accélération thermique sera pris en compte dans la méthodologie FIDES. Il permettra de faire le lien entre la température de fonctionnement du transistor et son taux de défaillance

4.1.5.4 Energie d'activation et taux de défaillance aléatoire déduit pour la filière GH25

A chaque type de test est associé un type de mécanisme de dégradation : précoces, déterministes et aléatoires. L'estimation du MTTF des composants, relatif à la période de vie utile du composant (conditions nominales de fonctionnement) est associée aux mécanismes de dégradations aléatoires.

Le MTTF est estimé à partir d'essais de type DCLT et RFLT à différentes températures. Les résultats sont ramenés à une température de référence: $T_{Réf} = 200$ °C à partir de la loi d'Arrhenius. Nous avons vu qu'une énergie d'activation est associée à un mécanisme de dégradation. En pratique, pour affiner la valeur extraite d'énergie d'activation, plusieurs essais doivent être réalisés à différentes température.

A partir d'essais de type DCLT et RFLT et des essais réalisés sur la filière GaN précédente (GH50) UMS a défini 3 hypothèses de travail associées à 3 valeurs d'énergies d'activation extraites dans le cadre de la qualification de ses filières GH50 et de GH25 ($E_a = 1 ; 1,5 ; 1,8$ eV). Dans ces conditions, les taux de défaillance associés à la filière GH25 sont respectivement de $\lambda_{@200^\circ\text{C}} = 451 ; 127$ et 56 FIT. UMS recommande d'utiliser l'hypothèse d'une énergie d'activation de 1,5 eV.

4.1.6 Taux de défaillance des puces GaN et GaAs fonctionnant en bande X.

Outre le gain en terme de performances, l'intérêt de la filière GaN GH25 par rapport à la filière précédente à base de GaAs (notamment la filière HEMT PPH25X ou HBT HB20Px d'UMS pour les applications radar en bande X), est que sa durée de vie est garantie à une température maximale d'utilisation de 200 °C, soit 25 °C plus haut que les filières GaAs.

Les énergies d'activation extraites pour chacune de ces filières et rassemblées dans le Tableau 4.1 nous ont permis de calculer leur taux de défaillance en fonction de la température maximale de fonctionnement. Les résultats sont présentés sur la figure 4.6.

Filière technologique	Taux de défaillance de base λ_0	Energie d'activation E_a
HBT HB20Px (GaAs)	$\lambda_{@175^\circ\text{C}} = 147 \text{ FIT}$	1,35 eV
HEMT PPH25X (GaAs)	$\lambda_{@175^\circ\text{C}} = 532 \text{ FIT}$	1,5 eV
HEMT GH25 (GaN)	$\lambda_{@200^\circ\text{C}} = 107 \text{ FIT}$	1,5 eV

Tableau 4.1: Taux de défaillance de base et energies d'activation extraites pour le filières HB20Px, PPH25X et GH25 d'UMS.

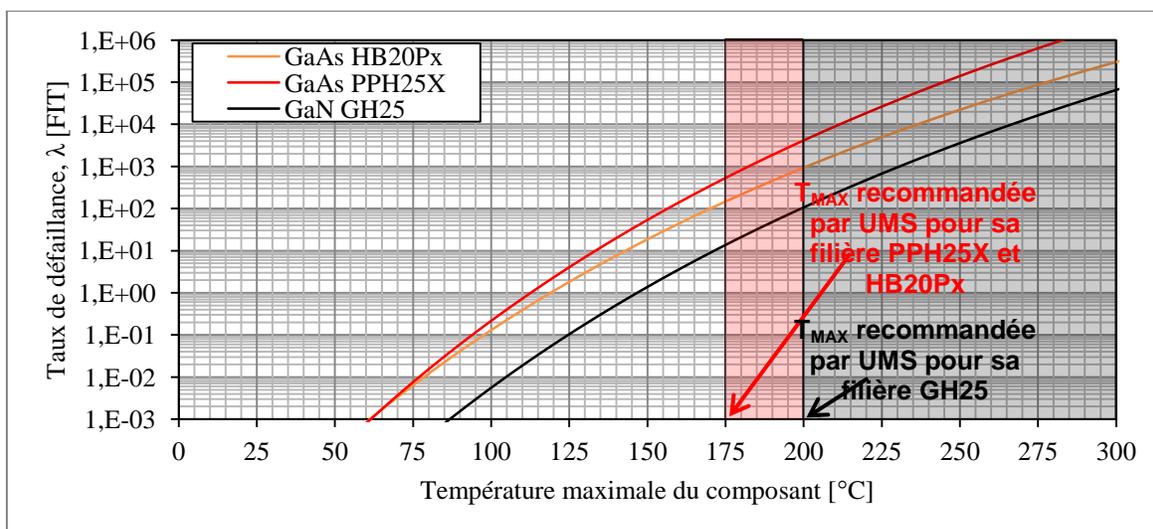


Figure 4.5: Comparaison du taux de défaillance calculé pour un HBT GaAs de la filière HB20Px, un HEMT GaAs de la filière PPH25X et pour un HEMT GaN de la filière GH25, tous deux identifiés pour des applications radar aéroportés en bande X.

Les courbes de la figure 4.5 montrent qu'à même température maximale de fonctionnement, par exemple à $T_{\text{MAX}} = 110 \text{ }^\circ\text{C}$ (ce qui correspond à une température, pour le GaN, typique d'un fonctionnement GE avec $P_{\text{DISS}}=4\text{W/mm}$ à $T_{\text{Réf}} = 70 \text{ }^\circ\text{C}$), le taux de défaillance d'un HEMT GH25 est de $2 \times 10^{-2} \text{ FIT}$, alors que pour un HBT HB20Px ce taux est de 0,4 FIT et pour un HEMT PPH25X il est de

0,7 FIT. Le taux de défaillance d'une puce GaAs est donc un ordre de grandeur plus élevé que le taux de défaillance d'une puce GaN.

4.2 Fiabilité au niveau du système

Une étude de fiabilité au niveau système repose sur l'analyse des défaillances aléatoires des différents ensembles et sous-ensembles constituant le système dans la période de vie utile. Dans le cas d'une étude de fiabilité des systèmes électronique, une nouvelle méthodologie a été initiée par la Délégation Générale pour l'Armement (DGA) au début des années 2000 et réalisée en 2004 par un consortium d'industriels européens (Thales Systèmes Aéroportés, Thales Services, Thales Avionics, Thales Underwater Systems, Airbus, Eurocopter, Nexter Electronics, MBDA).

L'objectif de cette étude était de disposer d'une nouvelle méthodologie d'évaluation de la fiabilité des composants électronique de dernière génération. Cette méthodologie vient remplacer la norme MIL-HDBK-217-F, qui date de 1995 et qui est devenue obsolète.

Cette nouvelle méthodologie porte le nom de FIDES (du latin Foi) [27].

4.2.1 Le guide FIDES

Le guide FIDES est une méthodologie globale d'ingénierie de la fiabilité en électronique. Il est constitué d'un guide d'évaluation prévisionnelle de la fiabilité et d'un guide de maîtrise et d'audit du processus fiabilité.

Ses objectifs sont d'une part de permettre une évaluation réaliste de la fiabilité des produits électroniques, d'autre part de fournir un outil concret pour la construction et la maîtrise de cette fiabilité.

Dans la méthodologie FIDES, le taux de défaillance λ du système est le produit des taux de défaillance de l'ensemble des composants du système (noté $\lambda_{\text{Physique}}$), auquel on ajoute des facteurs multiplicatifs liés à la capacité de fabrication de l'industriel (noté Π_{PM}) ou au processus de développement et d'assemblage du système.

$$\lambda = (\sum \lambda_{\text{Physique}}) \times \Pi_{\text{PM}} \times \Pi_{\text{Process}} \quad (4.3)$$

Le facteur Π_{PM} (PM pour Part Manufacturer) traduit la qualité et la maîtrise technique de fabrication de l'article. En pratique, un fabricant d'articles, par exemple UMS, est noté de 0,5 à 2, selon sa capacité à fabriquer un composant.

Le facteur $\Pi_{Process}$ traduit la qualité et la maîtrise technique du processus de développement, de fabrication et d'utilisation du produit contenant l'article. En pratique, l'industriel, Thales Système Aéroportés par exemple, est noté de 1 à 8, selon sa capacité à assembler un système complexe, en respectant certains critères.

L'objectif de cette étude de fiabilité se résume donc à la détermination du taux de défaillance physique (aléatoire) de l'amplificateur de puissance à base de transistors HEMTs issus de la filière GH25. Ce taux de défaillance physique se décompose en différents termes comme présenté sur la figure 4.6.

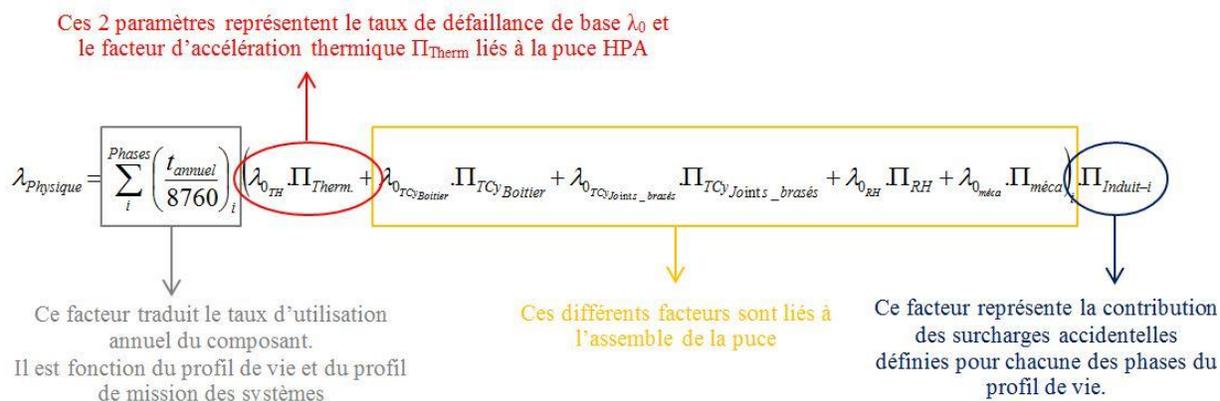


Figure 4.6: Formule générale du calcul du taux de défaillance définie par la méthodologie FIDES.

Le taux de défaillance de base λ_0 est une donnée fournie par le fondeur. Le facteur d'accélération est quant à lui déterminé à partir de la contrainte en température appliquée au composant et de l'énergie d'activation propre aux mécanismes de défaillance de la filière GaN GH25. Le facteur d'accélération dépend du mode de fonctionnement du transistor.

4.2.2 Facteur d'accélération thermique du taux de défaillance en mode DC

Pour les applications GE qui fonctionnent en mode DC (ou CW), le composant est polarisé durant toute la mission. Dans ces conditions, le facteur d'accélération Π_{Therm} est défini à partir de la loi d'Arrhenius comme suit :

$$\Pi_{Therm-DC} = e^{\frac{E_a}{k_B} \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_{stress}} \right)} \quad (4.4)$$

Dans ces conditions, le taux de défaillance de la puce est fonction de la température maximale de fonctionnement :

$$\lambda_{Physique} = \lambda_0 \times e^{\frac{E_a}{k_B} \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_{max}} \right)} \quad (4.5)$$

4.2.3 Facteur d'accélération thermique du taux de défaillance en mode pulsé

En mode de fonctionnement pulsé, le composant ne sera pas toujours à sa température maximale d'utilisation. Pour ne pas sous-estimer la fiabilité du système, la méthode FIDES définit un facteur d'accélération en fonction du facteur de forme (FF) de l'application.

$$\Pi_{\text{Therm,pulsé}} = \text{FF} \times e^{\frac{E_a}{k_B} \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_{\text{max}}} \right)} \quad (4.6)$$

Le taux de défaillance devient alors :

$$\lambda_{\text{Physique}} = \lambda_0 \times \text{FF} \times e^{\frac{E_a}{k_B} \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_{\text{max}}} \right)} \quad (4.7)$$

L'un des objectifs de cette thèse était d'affiner ce calcul de fiabilité en mode pulsé. Les constantes de temps thermiques des composants impliquent une augmentation progressive de la température. L'équation (4.7) suppose que la réponse thermique du composant prend la forme d'un créneau.

4.3 Amélioration de la formule de calcul de la durée de vie en mode radar

4.3.1 Nouvelle formule de calcul du taux de défaillance des transistors GaN en mode pulsé

Pour calculer une durée vie qui tienne compte du comportement thermique réel du transistor en mode de fonctionnement pulsé pour des applications radar, nous avons amélioré la formule de calcul du taux de défaillance d'un composant de type HEMT, utilisée dans la méthodologie FIDES. Pour cela, nous sommes partis des calculs thermiques réalisés en régime transitoire du HEMT GH25 en topologie 8x125 μm (topologie adaptée aux applications radar bande X). Dans cette nouvelle formule, il ne s'agit plus de calculer un taux de défaillance à partir d'une seule température, mais d'échantillonner le taux de fiabilité pendant la montée et la descente de la réponse en température du composant. Les figures 4.7 et 4.8 illustrent cette démarche.

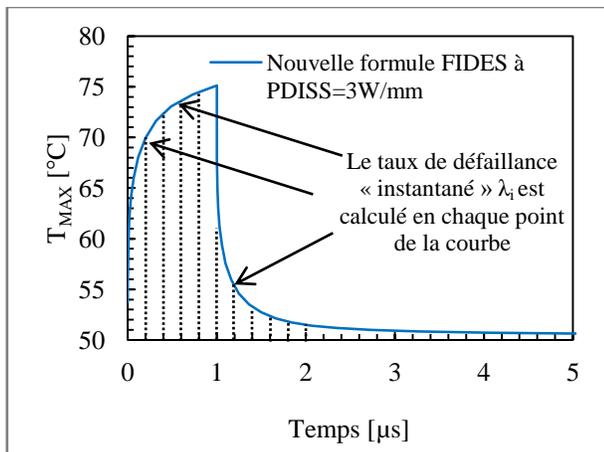


Figure 4.7: Illustration la réponse thermique d'un HEMT 8x125µm à P_{DISS}=3W/mm, t_{pulse}=1µs et pour un facteur de forme de 10%.

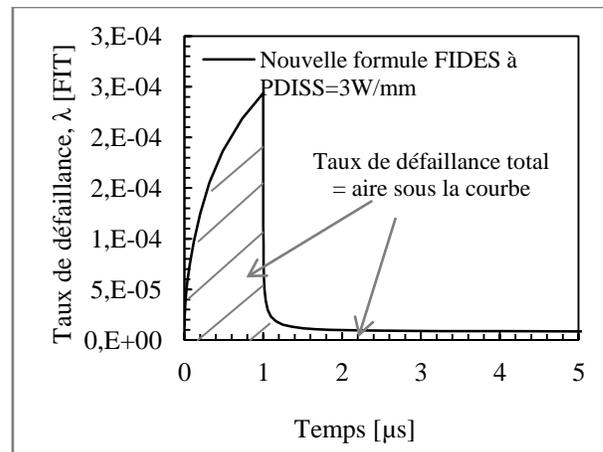


Figure 4.8: Illustration la réponse « en taux de défaillance » HEMT 8x125µm à P_{DISS}=3W/mm, t_{pulse}=1µs et pour un facteur de forme de 10%.

La méthodologie est la suivante : le taux de défaillance λ_i sous forme d'intégrale, à partir de la réponse temporelle de la température maximale du transistor. Cette formule permet de pondérer le calcul du taux de défaillance en prenant en compte la durée pendant laquelle le composant est à la température $T(t)$ à l'instant t .

Dans cette nouvelle formule, le facteur d'accélération thermique est donc défini sous la forme:

$$\Pi_{\text{Therm.pulsé}} = \int e^{\frac{E_a}{k_B} \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_{\text{max}}(t)} \right)} dt \quad (4.8)$$

Dans ce cas, le taux de défaillance devient alors :

$$\lambda_{\text{Physique}} = \lambda_0 \times \int e^{\frac{E_a}{k_B} \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_{\text{max}}(t)} \right)} dt \quad (4.9)$$

Utiliser l'ancienne formule définie par (4.7), revenait à faire l'approximation que la variation de la température du composant en mode pulsé prend la forme d'un créneau, comme illustrée sur les figures 4.9 et 4.10. Même dans le cas de pulses longs, cette approximation n'était pas juste puisque le composant n'atteint sa température maximale constante qu'au bout de plusieurs dizaines de microsecondes. Supposer que la variation de la température prend la forme d'un créneau revient à surestimer la température du composant et donc à surestimer son taux de défaillance. Dans la nouvelle formule, l'évolution de la température maximale du composant est plus représentative de la réalité.

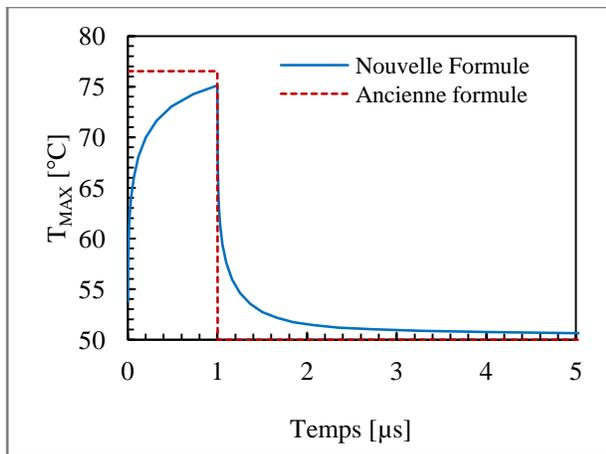


Figure 4.9: Comparaison de la température telle qu'elle est considérée par l'ancienne formule et la nouvelle formule de calcul du taux de défaillance par la méthode FIDES, appliquée à un HEMT GH25 en mode de fonctionnement pulsé ($t_{\text{pulse}} = 1 \mu\text{s}$, $\text{FF} = 10 \%$) à $P_{\text{DISS}} = 3 \text{ W/mm}$ et $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

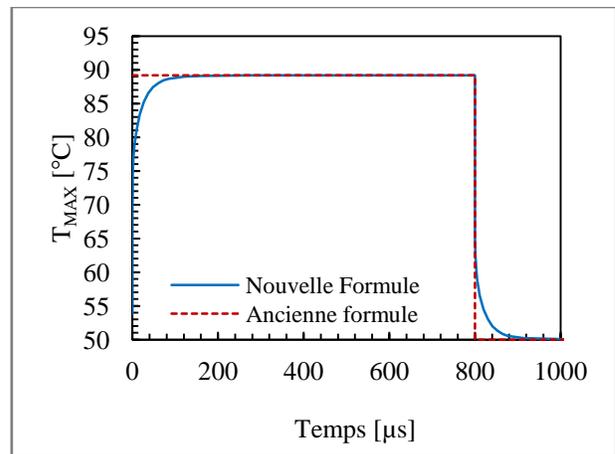


Figure 4.10: Comparaison de la température telle qu'elle est considérée par l'ancienne formule et la nouvelle formule de calcul du taux de défaillance par la méthode FIDES, appliquée à un HEMT GH25 en mode de fonctionnement pulsé ($t_{\text{pulse}} = 800 \mu\text{s}$, $\text{FF} = 10 \%$) à $P_{\text{DISS}} = 3 \text{ W/mm}$ et $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

Pour quantifier l'impact que peut avoir l'utilisation de cette nouvelle formule dans un calcul de fiabilité, nous avons comparé le taux de défaillance calculé avec l'ancienne et la nouvelle formule, pour les différents cas présentés sur les figure 4.9 et 4.10 ($t_{\text{pulse}} = 1 \mu\text{s}$ et $800 \mu\text{s}$). Les résultats sont regroupés dans le tableau 4.2.

P_{DISS}		Ancienne formule	Nouvelle formule	Ecart
3 W/mm	1 μs / FF=1 %	$\lambda = 2,0 \times 10^{-5}$ FIT	$\lambda = 1,9 \times 10^{-5}$ FIT	-6,9 %
3 W/mm	800 μs / FF=1 %	$\lambda = 1,4 \times 10^{-4}$ FIT	$\lambda = 1,4 \times 10^{-4}$ FIT	-1,0 %
3 W/mm	1 μs / FF=10 %	$\lambda = 2,5 \times 10^{-5}$ FIT	$\lambda = 2,6 \times 10^{-5}$ FIT	5,8 %
3 W/mm	800 μs / FF=10 %	$\lambda = 1,4 \times 10^{-4}$ FIT	$\lambda = 1,4 \times 10^{-4}$ FIT	1,5 %
3 W/mm	1 μs / FF=25 %	$\lambda = 3,3 \times 10^{-5}$ FIT	$\lambda = 4,5 \times 10^{-5}$ FIT	37,8 %
3 W/mm	800 μs / FF=25 %	$\lambda = 1,4 \times 10^{-4}$ FIT	$\lambda = 1,5 \times 10^{-4}$ FIT	9,9 %

Tableau 4.2: Comparaison de l'ancienne et de la nouvelle formule de calcul du taux de défaillance selon FIDES, pour $P_{\text{DISS}} = 3 \text{ W/mm}$ et $t_{\text{pulse}} = 1 \mu\text{s}$ et $800 \mu\text{s}$, à un facteur de forme de 1%, 10% et 25% et à $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

Les résultats montrent que l'écart de calcul du taux de défaillance par rapport à l'ancienne formule évolue avec le facteur de forme :

- pour les facteurs de forme faibles ($\text{FF} = 1 \%$), la nouvelle formule nous donne une valeur plus faible du taux de défaillance (entre -7 et -1 %).

- pour les facteurs de forme de 10 et 25 %, la nouvelle formule nous donne une valeur plus élevée du taux de défaillance (entre +1 et +40 %).

Cela s'explique par la prise en compte dans la nouvelle formule de la température du composant à l'état OFF, qui est plus élevée pour un facteur de forme de 25 % que pour un facteur de forme de 1 % (la température du composant ne revient pas à son état initiale). L'ancienne formule du calcul de taux de défaillance ne prenait pas en compte cet aspect, illustré de la figure 4.11 à la figure 4.14.

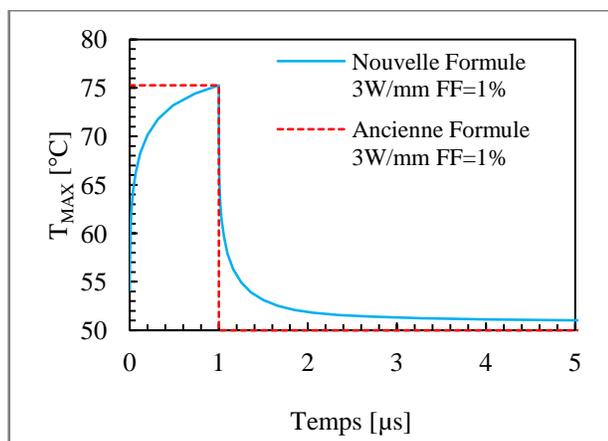


Figure 4.11: Comparaison de la température telle qu'elle est considérée par l'ancienne formule et la nouvelle formule de calcul du taux de défaillance par la méthode FIDES, appliquée à un HEMT GH25 en mode de fonctionnement pulsé ($t_{\text{pulse}} = 1 \mu\text{s}$, $\text{FF} = 1 \%$) à $P_{\text{DISS}} = 3 \text{ W/mm}$ et $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

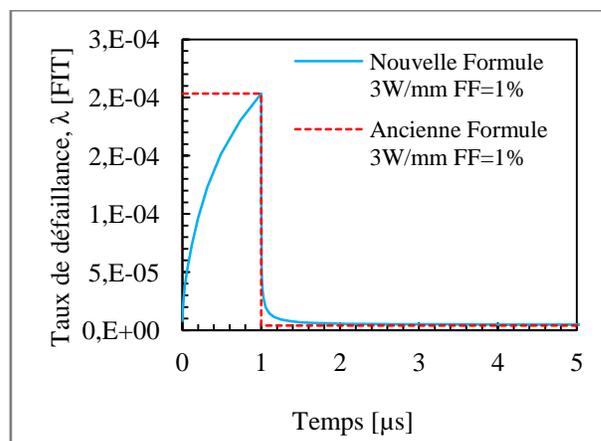


Figure 4.12: Comparaison du taux de défaillance telle qu'il est calculé avec l'ancienne formule et la nouvelle formule de calcul avec la méthode FIDES, appliquée à un HEMT GH25 en mode de fonctionnement pulsé ($t_{\text{pulse}} = 1 \mu\text{s}$, $\text{FF} = 1 \%$) à $P_{\text{DISS}} = 3 \text{ W/mm}$ et $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

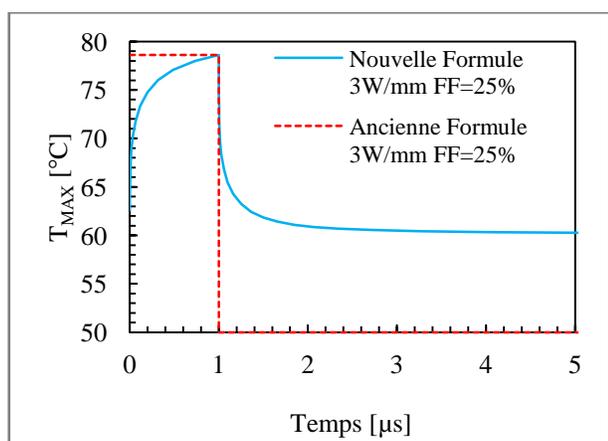


Figure 4.13: Comparaison de la température telle qu'elle est considérée par l'ancienne formule et la nouvelle formule de calcul du taux de défaillance par la méthode FIDES, appliquée à un HEMT GH25 en mode de fonctionnement pulsé ($t_{\text{pulse}} = 1 \mu\text{s}$, $\text{FF} = 25 \%$) à $P_{\text{DISS}} = 3 \text{ W/mm}$ et $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

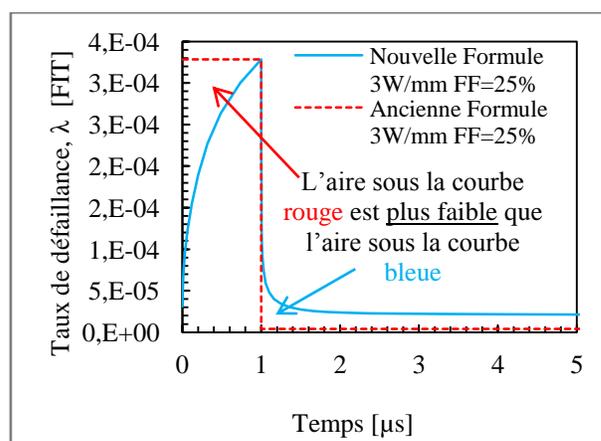


Figure 4.14: Comparaison du taux de défaillance telle qu'il est calculé avec l'ancienne formule et la nouvelle formule de calcul avec la méthode FIDES, appliquée à un HEMT GH25 en mode de fonctionnement pulsé ($t_{\text{pulse}} = 1 \mu\text{s}$, $\text{FF} = 25 \%$) à $P_{\text{DISS}} = 3 \text{ W/mm}$ et $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

Pour valider cette explication, nous avons maintenant effectué la même comparaison, dans le cas où la température à l'état ON est plus élevée. Nous avons comparé les calculs de taux de défaillance dans les mêmes configurations, à $P_{DISS}=5W/mm$. Les résultats sont regroupés dans le Tableau 4.3.

P_{DISS}		Ancienne formule	Nouvelle formule	Ecart
5 W/mm	1 μs / FF=1 %	$\lambda=2,4 \times 10^{-4}$ FIT	$\lambda=1,5 \times 10^{-4}$ FIT	-38,6 %
5 W/mm	800 μs / FF=1 %	$\lambda=5,4 \times 10^{-3}$ FIT	$\lambda=5,1 \times 10^{-3}$ FIT	-5,6 %
5 W/mm	1 μs / FF=10 %	$\lambda=3,3 \times 10^{-4}$ FIT	$\lambda=2,2 \times 10^{-4}$ FIT	-33,8 %
5 W/mm	800 μs / FF=10 %	$\lambda=5,4 \times 10^{-3}$ FIT	$\lambda=5,1 \times 10^{-3}$ FIT	-5,1 %
5 W/mm	1 μs / FF=25 %	$\lambda=5,3 \times 10^{-4}$ FIT	$\lambda=4,2 \times 10^{-4}$ FIT	-20,6 %
5 W/mm	800 μs / FF=25 %	$\lambda=5,4 \times 10^{-3}$ FIT	$\lambda=5,2 \times 10^{-3}$ FIT	-3,7 %

Tableau 4.3: Comparaison de l'ancienne et de la nouvelle formule de calcul du taux de défaillance selon FIDES, pour $P_{DISS}=5W/mm$ et $t_{pulse} = 1\mu s$ et $800\mu s$, à un facteur de forme de 1%, 10% et 25% et à $T_{Ref}=50^{\circ}C$.

Cette fois, dans tous les cas, la nouvelle formule de calcul nous donne une valeur de taux de défaillance plus faible. Cela signifie que les taux de défaillance à l'état OFF, pris en compte dans le calcul avec la nouvelle formule, sont moins importants que le taux de défaillance « supplémentaire » apporté par l'hypothèse d'un pulse de forme créneau. Cette explication est illustrée de la figure 4.15 à la figure 4.18.

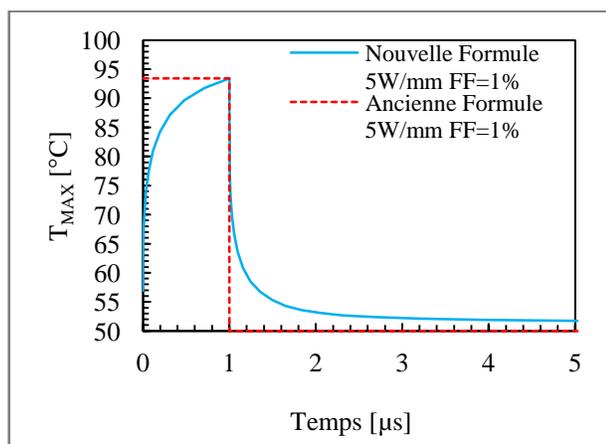


Figure 4.15: Comparaison de la température telle qu'elle est considérée par l'ancienne formule et la nouvelle formule de calcul du taux de défaillance par la méthode FIDES, appliquée à un HEMT GH25 en mode de fonctionnement pulsé ($t_{pulse} = 1 \mu s$, $FF = 1 \%$) à $P_{DISS} = 5 W/mm$ et $T_{Ref} = 50^{\circ}C$.

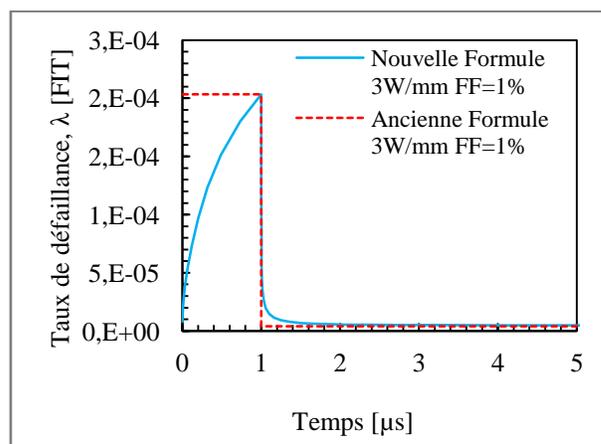


Figure 4.16: Comparaison du taux de défaillance telle qu'il est calculé avec l'ancienne formule et la nouvelle formule de calcul avec la méthode FIDES, appliquée à un HEMT GH25 en mode de fonctionnement pulsé ($t_{pulse} = 1 \mu s$, $FF = 1 \%$) à $P_{DISS} = 5 W/mm$ et $T_{Ref} = 50^{\circ}C$.

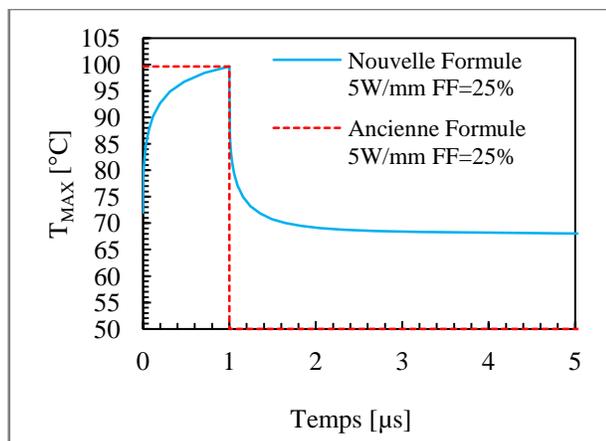


Figure 4.17: Comparaison de la température telle qu'elle est considérée par l'ancienne formule et la nouvelle formule de calcul du taux de défaillance par la méthode FIDES, appliquée à un HEMT GH25 en mode de fonctionnement pulsé ($t_{\text{pulse}} = 1 \mu\text{s}$, $\text{FF} = 25\%$) à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$ et $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

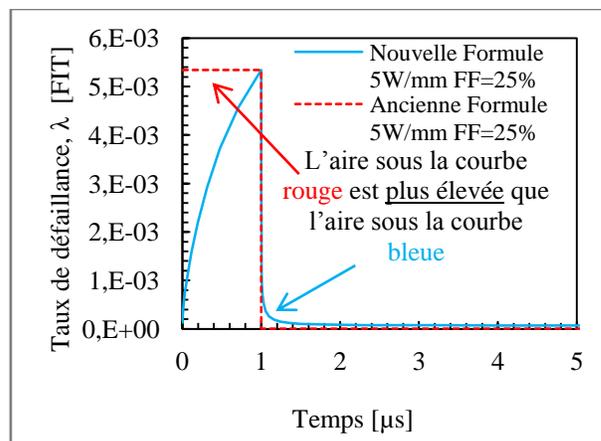


Figure 4.18: Comparaison du taux de défaillance telle qu'il est calculé avec l'ancienne formule et la nouvelle formule de calcul avec la méthode FIDES, appliquée à un HEMT GH25 en mode de fonctionnement pulsé ($t_{\text{pulse}} = 1 \mu\text{s}$, $\text{FF} = 25\%$) à $P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$ et $T_{\text{Réf}} = 50 \text{ °C}$.

En résumé, l'utilisation de la nouvelle formule nous permet de calculer un taux de défaillance en adéquation avec le comportement thermique réel du composant.

Lorsque la densité de puissance dissipée est faible ($P_{\text{DISS}} = 1 \text{ W/mm}$ à 4 W/mm), le taux de défaillance calculé avec la nouvelle formule est plus élevé qu'avec l'ancienne formule. Ces défaillances supplémentaires sont apportées par l'élévation de température non nulle à l'état OFF.

Lorsque la densité de puissance dissipée est élevée ($P_{\text{DISS}} = 5 \text{ W/mm}$ et plus) le taux de défaillance calculé avec la nouvelle formule est plus faible (jusqu'à 40 % par rapport à l'ancienne formule).

En utilisant l'ancienne formule on est pessimiste sur le taux de défaillance des composants, sauf dans le cas où la densité de puissance dissipée dans le composant est faible et le facteur de forme est élevé. Dans un fonctionnement radar où la densité de puissance dissipée dans le composant est élevée (entre 3 et 5W/mm), les longueurs d'impulsions courtes (entre 1µs et 10µs) et les facteurs de forme faibles (inférieurs à 10%), les calculs de fiabilité avec cette nouvelle formule nous donneront des valeurs de taux de défaillance plus optimistes. Cette nouvelle formule est surtout plus proche du comportement thermique réel du composant.

4.3.2 Discussion

Nous avons présenté une nouvelle formule de calcul de fiabilité des composants de puissance, au niveau du système pour la méthodologie FIDES. Nous avons montré que le calcul du taux de défaillance au niveau des puces GaN GH25 en mode de fonctionnement radar, peut être amélioré. Les anciens calculs pouvaient conduire à une surestimation de ce taux de défaillance jusqu'à 40 %, à $P_{DISS}=5$ W/mm pour une longueur d'impulsion de $1\mu s$ et un facteur de forme de 10 %.

Toutefois, les fabricants de composants utilisent aujourd'hui 3 valeurs d'énergie d'activation dans les calculs de fiabilité de la filière GaN GH25 : 1 eV, 1,5 eV et 1,8 eV. De telles variations sur la valeur d'énergie d'activation ont un impact important sur les calculs de durée de vie des composants.

En effet, sur la figure 4.19 nous avons représenté les taux de défaillance des composants GH25 calculés avec ces 3 valeurs d'énergies d'activation. Les courbes de cette figure montrent environ 1 ordre de grandeur au niveau du taux de défaillance calculé, entre chaque énergie d'activation.

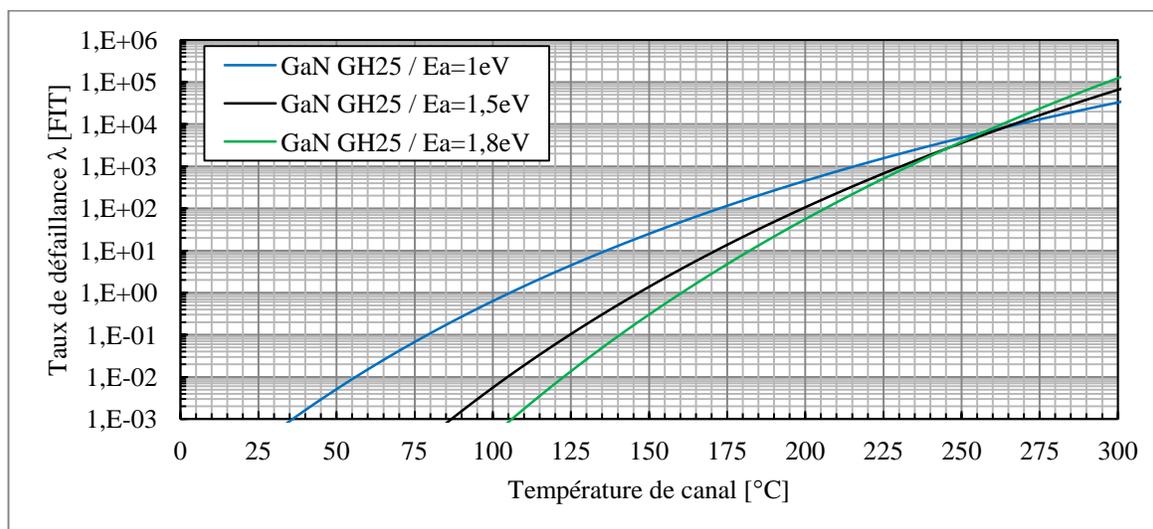


Figure 4.19: Influence de l'énergie d'activation, sur le calcul du taux de défaillance des puces GaN GH25

Avoir un modèle thermique qui peut calculer une température de canal (ou de jonction) à ± 5 °C ou gagner 40 % sur la précision du calcul de taux de défaillance des puces est important pour avoir une meilleure estimation de la fiabilité de nos systèmes. Affiner les valeurs d'énergie d'activation des puces GH25 l'est beaucoup plus. Pour cela, des essais en vieillissement de type DCLT et RFLT sont toujours en cours chez UMS. La mise à jour régulière de ces valeurs d'énergie d'activation avec le soutien du fondeur et l'utilisation de cette nouvelle formule de calcul du MTBF développée permettront d'avoir une estimation plus juste de la durée de vie des systèmes radar et GE développés chez Thales Systèmes Aéroportés.

Conclusion

Ce quatrième chapitre était consacré à l'étude de l'influence de la thermique sur la fiabilité des systèmes. Dans un premier paragraphe nous avons présenté ce qu'était la fiabilité au niveau du composant. En particulier, nous sommes revenus sur les différents types de mécanismes de dégradation qui ont été jusque-là identifiés pour les filières AlGaIn/GaN. Nous avons notamment expliqué la différence entre les défaillances de type précoce, aléatoire et déterministe. Ces différents types de défaillances sont caractéristiques d'une période de la vie du composant.

Les défaillances précoces apparaissent lors de la jeunesse du composant. Des essais de type DC et RF stress test permettent d'activer les mécanismes de dégradation à l'origine de ces défaillances et sont utilisés par les industriels pour éliminer les pièces défectueuses d'un lot. C'est le déverminage.

Les mécanismes de dégradation déterministes sont liés à l'usure du composant. Des tests de vieillissement accélérés réalisés à de hautes températures ou à de fortes tensions de polarisation, sont utilisés pour activer ce type de mécanismes de dégradation. Les défaillances déterministes associées à ces mécanismes de dégradation sont caractéristiques de la fin de vie du composant. L'étude de ces défaillances permet d'extraire la valeur de t_{50} et d'estimer une énergie d'activation propre à chaque mécanisme de dégradation.

Enfin, les mécanismes de dégradation aléatoires sont liés à la période de vie utile du composant. Ce sont les défaillances qui apparaissent dans un fonctionnement standard. Ils permettent de calculer un MTTF ou un MTBF au niveau du composant qui servira à l'industriel pour estimer la durée de vie du radar. Ces défaillances aléatoires sont les plus difficiles à prédire. Pour cela, UMS retient 3 hypothèses de travail pour calculer le taux de défaillance de la filière GH25: $E_a = 1 \text{ eV}$, $1,5 \text{ eV}$ et $1,8 \text{ eV}$. Ces énergies d'activation et les taux de défaillances calculés sont utilisés dans le modèle de fiabilité FIDES, utilisés chez TSA.

Dans ce chapitre nous avons également affiné les calculs de fiabilité par la méthode FIDES, en particulier en mode de fonctionnement pulsé, qui est représentatif des applications radar. Pour cela, nous avons proposé une nouvelle formule pour le calcul du taux de défaillance des composants. Cette formule s'applique à partir de la réponse transitoire de la température maximale du composant. Une comparaison avec la méthode de calcul actuelle nous montre un gain en termes de taux de fiabilité en particulier pour les courtes longueurs d'impulsions.

Toutefois, l'amélioration de la précision du calcul de fiabilité repose principalement sur l'évaluation précise de l'énergie d'activation et du taux de défaillance de base des puces GH25 et GaN plus généralement. Des essais de fiabilité en cours permettront d'affiner ces valeurs.

Bibliographie du chapitre 4

- [1] A. Sozza, "Reliability of AlGaIn/GaN HEMTs for RF and Microwave Applications," *Ph.D. dissertation*, Université de Padoue, Italie, 2005.
- [2] M. Piazza, "Impact of Schottky structure on GaN-based HEMTs reliability" *Ph.D. dissertation*, Université de Limoges, France, 2012.
- [3] L. Brunel, "Contribution à l'assurance fiabilité de filières HEMTs à base de GaN sur substrat SiC", *Ph.D. dissertation*, Université de Bordeaux, France, 2014.
- [4] Meneghesso et al. "Reliability issues of Gallium Nitride High Electron Mobility Transistors", *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 2010
- [5] G. Meneghesso, G. Verzellesi, F. Danesin, F. Rampazzo, F. Zanon, A. Tazzoli, M. Meneghini, and E. Zanoni, "Reliability of GaN high-electron-mobility transistors: State of the art and perspectives," *IEEE Trans. Device Mater. Rel.*, Vol. 8, no. 2, pp. 332–343, Jun. 2008.
- [6] I. Daumiller, C. Kirchner, M. Kamp, K. J. Ebeling, E. Kohn, "Evaluation of the Temperature Stability of AlGaIn/GaN Heterostructure FET's", *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 20, no. 9, Sept. 1999, p. 448-450.
- [7] Y. C. Chou, I. Smorchkova, D. Leung, M. Wojtowicz, R. Grundbacher, L. Callejo, Q. Kan, R. Lai, P. H. Liu, D. Eng, R. Tsai, and A. Oki, "Reliability Investigation of 0.25 μm AlGaIn/GaN HEMTs Under Elevated Temperature Lifetesting", *GaAs Reliability Workshop, 2003. Proceedings*, p. 137-153.
- [8] J. Hilsenbeck, E. Nebauer, J. Wurfl, G. Trankle, H. Obloh "Aging behaviour of AlGaIn/GaN HFETs with advanced ohmic and Schottky contacts," *Electronics Letters*, Vol. 36, no. 11, pp. 980-981, May 2000.
- [9] A. Sozza, C. Dua, E. Morvan, B. Grimbert, M.A. di Forte-Poisson, S.L. Delage and E. Zanoni, "Thermal stability of Mo-based Schottky contact for AlGaIn/GaN HEMT," *Electronics Letters*, Vol. 41, no. 16, pp. 61-62, Aug. 2005.
- [10] S. Singhal, J.C. Roberts, P. Rajagopal, T. Li, A.W. Hanson, R. Therrien, J.W. Johnson, I.C. Kizilyalli, K.J. Linthicum, "GaN-on-S Failure Mechanisms and Reliability improvements," *IEEE 44th Annual International Reliability Physics Symposium, San Jose, 2006*, pp. 95-98.
- [11] O. Jardel, "Contribution à la Modélisation des Transistors pour l'Amplification de Puissance aux Fréquences Microondes," *Ph.D. dissertation*, Université de Limoges, France, 2008.
- [12] R. Vetry, N.Q. Zhang, S. Keller and U.K. Mishra, "The Impact of Surface States on the DC and RF Characteristics of AlGaIn/GaN HFETs," *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 48, no. 3, pp. 560-566, March 2001.
- [13] O. Mitrofanov and M. Manfra, "Poole-Frenkel electron emission from the traps in AlGaIn/GaN transistors," *Journal of Applied Physics*, Vol. 95, no. 11, 2004.
- [14] G. Koley, V. Tilak, L.F. Eastman and M.G. Spencer, "Slow Transients Observed in AlGaIn/GaN HFETs : Effects of SiN_x Passivation and UV Illumination," *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 50, no. 4, pp. 886-893, April 2003.
- [15] B.M. Green, K.K. Chu, E.M. Chumbes, J.A. Smart, J.R. Shealy and L.F. Eastman, "The Effect of Surface Passivation on the Microwave Characteristics of Undoped AlGaIn/GaN HEMT's," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 21, no. 6, pp. 268-270, June 2000.
- [16] C. Nguyen, N.X. Nguyen and D.E. Grider, "Drain current compression in GaN MODFETs under large-signal modulation at microwave frequencies," *Electronics Letters*, Vol. 35, no. 16, pp. 1380-1382, Aug. 1999.

- [17] S.C. Binari, P.B. Klein, and T.E. Kazior, "Trapping Effects in GaN and SiC Microwave FETs," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 90, no. 6, pp. 1048-1058, June 2002.
- [18] G. Meneghesso, G. Verzellesi, R. Pierobon, F. Rampazzo, A. Chini, U.K. Mishra, C. Canali and E. Zanoni, "Surface-Related Drain Current Dispersion Effects in AlGaIn-GaN HEMTs," *IEEE Trans. on Electron Devices*, Vol. 51, no. 10, pp. 1554-1561, Oct. 2004.
- [19] A. Sarua, H. Ji, M. Kuball, M.J. Uren, T. Martin, K.J. Nash, K.P. Hilton, and R. S. Balmer, "Piezoelectric strain in AlGaIn/GaN heterostructure field-effect transistors under bias," *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 88, pp. 103502 - 103502-3, 2006.
- [20] J.A. del Alamo and J. John, "GaN HEMT reliability," *Microelectronics Reliability*, Vol. 49, pp. 1200-1206, Jul. 2009.
- [21] P. Makaram, J. Joh, J.A. del Alamo, T. Palacios and C.V. Thompson, "Evolution of structural defects associated with electrical degradation in AlGaIn/GaN high electron mobility transistors," *Appl. Phys. Lett.* Vol. 96, pp. 33509-233509-3, 2010.
- [22] D. Marcon, J. Viaene, P. Favia, H. Bender, X. Kang, S. Lenci, S. Stoffels and S. Decoutere, "Reliability of AlGaIn/GaN HEMTs: Permanent leakage current increase and output current drop," *Microelectronics Reliability* 52 (2012), pp. 2188-2193.
- [23] R.J. Trew, D.S. Green, J.B. Shealy, "AlGaIn/GaN HFET reliability," *Microwave Magazine*, IEEE Vol.10, no. 4, pp. 116-127, Jun. 2009.
- [24] B. Lambert, J. Thorpe, R. Behtash, B. Schauwecker, F. Bourgeois, H. Jung, J. Bataille, P. Mezenge, C. Gourdon, C. Ollivier, D. Floriot, H. Blanck, "Reliability data's of 0.5 μm AlGaIn/GaN on SiC technology qualification," *Microelectronics Reliability* Vol. 52, pp. 2200-2204, 2012.
- [25] www.ums-gaas.com/reliability
- [26] M. White, M. Cooper, Y. Chen, J. Bernstein, "Impact of Junction Temperature on Microelectronic Device Reliability and Considerations for Space Applications," *Integrated Reliability Workshop Final Report, 2003 IEEE International*, pp. 133-136.
- [27] www.fides-reliability.org

Conclusion générale

Nous avons présenté dans ce rapport une étude du comportement thermique des transistors GaN issus de la filière GH25 d'UMS et ses conséquences sur la fiabilité des modules d'émission/réception des radars fonctionnant en bande X et développés chez Thales Systèmes Aéroportés.

Nous avons pour cela réalisé un modèle thermique du transistor GH25 et développé une interface graphique paramétrable qui permet à un non-initié à la physique du composant, de créer rapidement et automatiquement, un modèle thermique du transistor. A l'aide de cet outil, nous avons construit plusieurs modèles de transistor pour quantifier l'impact des différents paramètres caractéristiques des composants (type du substrat, type de passivation, température de fond de puce, nombre de grilles, longueur des grilles, taille de la zone de puissance dissipée) sur la résistance thermique du transistor. Ces études nous ont montré l'influence de la non-linéarité de la conductivité thermique des matériaux avec la température et l'importance du couplage thermique entre grilles, sur l'augmentation de température maximale des transistors. Nous avons également évalué les performances d'un nouvel outil de modélisation électrothermique sous ADS.

Nous avons ensuite effectué des campagnes de mesures de température sur des transistors GH25 $8 \times 125 \mu\text{m}$ à l'aide de méthodes optiques (thermographie IR, thermoréfectance et spectrométrie Raman) pour valider la précision de ces modèles thermiques, en mode de fonctionnement DC, pulsé et pour la première fois CW. Nous avons fait le choix de travailler avec ce type de méthodes car permettent de mesurer la température en périphérie du point chaud dans les différentes couches de la structure (passivation, buffer GaN, substrat SiC), avec une résolution spatiale autour du micron. Ces mesures nous ont permis de valider la précision de nos modèles en mode de fonctionnement transitoire, par comparaison aux résultats de simulation effectuées à partir des modèles développés avec notre outil paramétrable. De plus, les mesures réalisées en mode de fonctionnement DC et pour la première fois en mode de fonctionnement CW ont permis de valider l'hypothèse d'une répartition uniforme de puissance lorsqu'un signal RF est appliqué dans le transistor.

Nous nous sommes enfin intéressés aux mécanismes de dégradations de cette filière AlGaIn/GaN pour comprendre comment la température est prise en compte dans les calculs de fiabilité au niveau du composant. Nous avons présenté la méthodologie FIDES utilisée pour les calculs de fiabilité au niveau du système radar et proposé une formule de calcul du taux de défaillance des transistors de puissance hyperfréquence, en mode pulsé. Cette formule, plus représentative du comportement thermique réel du composant au cours de son fonctionnement, permet d'améliorer les prédictions du taux de défaillance des systèmes radar.

Les perspectives de ces travaux de thèse sont les suivants :

- Pour la partie simulation, il serait intéressant d'intégrer la modélisation thermique dans les outils de modélisation électrique (c'est-à-dire un modèle électrothermique comme proposé dans l'outil de modélisation ETH d'ADS). Pour aller plus loin dans cette modélisation électrothermique, on pourrait imaginer un ajustement de la taille de la zone dissipative du modèle thermique, à partir des paramètres électriques (notamment des conditions de polarisation) extraits des simulations électriques.
- Pour la partie mesure de température, l'idée serait cette fois d'avoir des outils toujours plus précis et capables de mesurer la température au plus près du point chaud. Nous avons montré les limites actuelles de l'outil de mesure par thermoréfectance et notamment l'influence de la dilatation thermique sur des mesures de température en régime transitoire à pulses courts. Des axes d'améliorations possibles concernent la prise en compte des phénomènes de dilatation thermique au cours de la mesure et de la phase d'étalonnage. De nouveaux systèmes permettent de corriger ces phénomènes. Nous avons notamment effectué des premiers essais sur un nouvel outil de thermoréfectance proposé par la société TMX. Les premiers résultats ont permis d'extraire des températures équivalentes aux mesures par thermographie IR, en régime stationnaire. Des mesures en mode de fonctionnement pulsé sont possibles mais n'ont pas pu être réalisées. Des mesures complémentaires sont envisagées.
- Pour la partie fiabilité, la compréhension des mécanismes de dégradation des filières GaN est toujours à l'étude et permettra d'affiner les valeurs d'énergie d'activation utilisées dans les calculs de taux de défaillance. En parallèle de cette mise à jour des valeurs d'énergie d'activation, il s'agit également de proposer une solution pour intégrer la formule de calcul de fiabilité proposée au chapitre 4, de manière simple et adaptée au processus actuel chez TSA.

Publications et communications relatives à ce travail

- [1] **L. Baczkowski**, J.-C. Jacquet, O. Jardel, C. Gaquière, M. Moreau, D. Carisetti, L. Brunel, F. Vouzelaud, Y. Mancuso, “Thermal Characterization Using Optical Methods of AlGaIn/GaN HEMTs on SiC Substrate in RF Operating Conditions”, *IEEE Trans. On Electron Devices*, Vol 62, no 12, Dec. 2015.
- [2] **L. Baczkowski**, D. Carisetti, L. Brunel, J.-C. Jacquet, N. Sarazin, B. Lambert, F. Vouzelaud, J.-C. Clément, C. Gaquière, “IR Thermography for Temperature Measurements and Fault Location on AlGaIn/GaN HEMTs and MMICs”, *Int. Symp. for Testing and Failure Analysis 2015*, Portland, USA, Nov. 2015.
- [3] **L. Baczkowski**, J.-C. Jacquet, O. Jardel, C. Gaquière, M. Moreau, D. Carisetti, L. Brunel, F. Vouzelaud, “Temperature Measurements in RF Operating Conditions of AlGaIn/GaN HEMTs Using IR Microscopy and Raman Spectroscopy”, *IEEE European Microwave Integrated Circuits Conference 2015*, Paris, France, Sept. 2015.
- [4] **L. Baczkowski**, J.-C. Jacquet, O. Jardel, C. Gaquière, M. Moreau, D. Carisetti, L. Brunel, F. Vouzelaud, “Caractérisation thermique de composants hyperfréquences AlGaIn/GaN en bande X. Impact du signal RF”, *19^{èmes} Journées Nationales des Microondes*, Bordeaux, Juin 2015.
- [5] **L. Baczkowski**, F. Vouzelaud, J.-C. Jacquet, D. Carisetti, C. Gaquière, “Thermal Simulation and Temperature Measurement of GaN High Power Amplifier for Airborne Applications”, *10th European Advanced Technology Workshop on Micropackaging and Thermal Management*, La Rochelle, France, Feb. 2015.
- [6] **L. Baczkowski**, D. Carisetti, J.-C. Jacquet, D. Kendig, F. Vouzelaud, C. Gaquière, “Thermal Characterization of High Power AlGaIn/GaN HEMTs Using Infra Red Microscopy and Thermoreflectance”, *20th Int. Work. on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC) 2014*, London, UK. Sept. 2014, pp. 1-6.
- [7] F. Vouzelaud, **L. Baczkowski**, Y. Mancuso, “T/R Modules Components And Technologies For Phased Array Antennas : To-Day Solutions And Challenges”, *International Radar Conference 2014*, Lille, France, Oct. 2014.
- [8] R. Aubry, N. Michel, J.-C. Jacquet, **L. Baczkowski**, O. Patard, E. Chartier, D. Lancereau, S. Bohbot, M.-A. Di-Forte Poisson, M. Oualli, S. Piotrowicz, S.L. Delage, A. Djouadi; Y. Scudeller, K. Ait-Aissa, J. Calus, E. Kohn, C. Leborgne, N. Semmar, “Thin-film coatings for improved thermal performances of GaN-based HEMTs”, *Lester Eastman Conference on High Performance Devices 2014*, Ithaca, USA, Aug. 2014.
- [9] S. Piotrowicz, O. Jardel, E. Chartier, R. Aubry, **L. Baczkowski**, M. Casbon, C. Dua, L. Escotte, P. Gamarra, J.-C. Jacquet, N. Michel, S.D. Nsele, M. Oualli, O. Patard, C. Potier, M.-A. Di-Forte Poisson, S.L. Delage, “12W/mm with 0.15 μ m InAlN/GaN HEMTs on SiC technology for K and Ka-Bands applications”, *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. 2014*, Tampa, USA, Jun. 2014.
- [10] O. Jardel, J.-C. Jacquet, **L. Baczkowski**, D. Carisetti, D. Lancereau, M. Olivier, R. Aubry, M.-A. di Forte Poisson, C. Dua, S. Piotrowicz and S. L. Delage, “InAlN/GaN HEMTs based L-band high-power packaged amplifiers”, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 6, no. 6, Dec. 2014, pp. 565-572.

Modélisation et Caractérisation Thermique de Transistors de Puissance Hyperfréquence GaN et Conséquences sur la Fiabilité de Modules Radars d'Emission/Réception en Bande X.

Résumé: Ce document traite de la modélisation et de la caractérisation thermique de transistors de puissance GH25 pour des applications radar en bande X. Les performances et la fiabilité sont liées à l'auto-échauffement dans les composants. Une estimation précise de la température en conditions réelles d'utilisation est nécessaire. Pour ces raisons, nous avons développé un modèle thermique utilisant un outil paramétrable pour extraire la température maximale du transistor. Les résultats de simulation ont été comparés à des mesures de température en périphérie du point chaud. Ces mesures ont été réalisées par thermographie IR, thermoréfectance et spectrométrie Raman pour valider la précision des modèles thermiques en mode de fonctionnement DC, pulsé et pour la première fois CW. Une nouvelle formule basée sur le comportement thermique réel du transistor a été définie dans le but d'améliorer les calculs du taux de défaillance des systèmes radar en utilisant la méthode FIDES.

Mots clés: Simulations thermiques, Mesure de température, Thermographie IR, Spectrométrie Raman, Thermoréfectance, Fiabilité, Bande X, HEMT GaN.

Thermal Modeling and Characterization of the Microwave GaN Transistors and Consequences on the Reliability of Transmitter/Receiver Radar Modules for X-Band Application.

Abstract: This document deals with the thermal modeling, the thermal characterization and the reliability of the GH25 power transistors for X band applications. The performances and the reliability are linked to the self-heating inside the component. An accurate temperature assessment in real operating conditions is therefore required. For these reasons, a dedicated in-house thermal model has been developed using a parameterized tool to extract the maximum temperature of the transistor. The simulation results have been compared with the temperature measurements in the vicinity of the hot spot. These measurements have been performed using IR thermography, thermorefectance and Raman spectroscopy to validate the thermal models accuracy in DC, pulsed and for the first time, in CW operating conditions. A new formula based on the real thermal behavior of the transistor has been defined to improve the reliability rate calculation in radar mode using the FIDES methodology.

Keywords: Thermal simulations, Temperature measurement, IR Thermography IR, Raman Spectroscopy, Thermorefectance, Reliability, X-Band, GaN HEMT.