

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR
- ANNABA -
Faculté des Sciences



جامعة باجي مختار - عنابة -
كلية العلوم

Département de Physique

Option : Semi-Conducteurs et Composants

THÈSE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT en Sciences

Étude des effets thermiques dans les MESFETs via $g_d(f)$

Présentée par

Fatima Zohra KHELIFATI

Soutenue le 07 Avril 2015 Devant le jury

DIRECTRICE DE THÈSE : HADJOUR Zahia

Prof. UBM- Annaba

PRÉSIDENT:

DOGHMANE Abdellaziz

Prof. UBM- Annaba

EXAMINATEURS:

KADRI Abderrahmane

Prof. Université d'Oran 1

LATRECHE Saida

Prof. Université de Constantine 1

REBIAI Saida

Prof. Université de Constantine 1

INVITÉ

TOUAM Tahar

M. C. A UBM- Annaba

Année Universitaire : 2014/2015

Dédicace

À mon mari Mourad et mes enfants Oussama et Abdeldjalil

À ma mère et mon père

À ma chère Enseignante Professeur Zahia HADJOUB

À ma sœur Doudou et mes frères Khaled, Boubaker et Mohssen

À mes nièces Ikrame et Anware

À tous ceux qui me sont chers

Remerciements

*Ce travail a été réalisé au sien du Laboratoire des Semi-Conducteurs, LSC, Faculté des Sciences, Département de Physique à l'Université Badji Mokhtar – Annaba, UBM.A. Je tiens dans un premier temps à remercier la Directrice du LSC, Madame **HADJOUB Zahia**, Professeur à l'UBM.A, pour m'avoir accueillie au sien du laboratoire, assurer la disponibilité des moyens nécessaires au bon avancement de la recherche scientifique et pour ses qualités professionnelles.*

*Je témoigne ma profondeur reconnaissance et ma sincère gratitude à la Directrice de cette thèse, Professeur **HADJOUB Zahia** pour avoir accepté de diriger mes travaux de recherches, ainsi que pour ses qualités humaines, scientifiques et techniques. Sa rigueur, son dynamisme et son savoir faire m'ont été capitales pour le bon avancement de mes travaux. Ses encouragements, ses conseils, ses orientations et son aide durant ces quatre années m'ont été très précieux. Que ces quelques lignes soient un éternel témoignage de ma reconnaissance envers vous.*

*J'exprime toute ma gratitude à Monsieur **DOGHMANE Abdellaziz**, Professeur à l'UBM.A, Académicien et Vice Recteur chargé des relations extérieures, de m'avoir fait l'honneur de présider ce jury de thèse. Je le remercie particulièrement pour les enseignements dont il m'a fait bénéficier autrefois, pour ses compétences scientifiques et son soutien permanent. Qu'il trouve ici mon profond respect et toute ma reconnaissance.*

*Je remercie vivement Monsieur **KADRI Abderrahmane**, Professeur à l'Université d'Oran 1, Chef d'équipe au sein du Laboratoire LEMOP. Son déplacement d'Oran à Annaba, malgré ses nombreuses taches, témoigne du grand intérêt apporté à ce travail. Qu'il soit assuré de ma gratitude et du plaisir qu'il me fait en acceptant d'examiner ce travail.*

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Madame **LATRECHE Saida**, Professeur à l'Université de Constantine 1, Directrice du Laboratoire Hyperfréquences et Semi-conducteurs (LHS), pour l'honneur qu'elle me fait en acceptant de contribuer à l'évaluation de ce travail ainsi que pour son déplacement malgré ses obligations scientifiques et administratives.

Madame **REBIAI Saida**, Professeur à l'Université de Constantine 1, Adjoint chef du Département d'Electronique, Responsable de la pédagogie et Présidente du comité de Formation Doctorale en Electronique a accepté avec un grand plaisir d'examiner cette thèse. Qu'elle soit vivement remerciée aussi bien pour sa contribution d'expertise que pour son déplacement malgré ses tâches multiples et ses contraintes professionnelles.

Monsieur **TOUAM Tahar**, Ph.D., MCA à l'UBMA, Membre du Laboratoire des Semi-conducteurs, a pris part au jury de cette thèse. Qu'il soit chaleureusement remercié aussi bien pour sa gentillesse que pour les discussions fructueuses que nous avons eues ensemble.

Je remercie très sincèrement tous ceux qui m'ont permis de faire progresser cette étude et dont l'aide m'a été précieuse. M^{lle} **Assia KHOUALDIA**, M^{elle} **Djamila NEBTI** et M^{me} **Ibtissem TOUATI** (M.C. à l'UBMA) pour leur assistance et leur gentillesse. Également je dis un grand merci à mes collègues doctorants du LSC et je cite particulièrement : **Abderrazek, Kahina, Yafia, Zakaria, Linda, Houda, Souheila** et **Amel** pour la bonne ambiance dans le laboratoire et les années passées ensemble. Enfin, je souhaite une bonne continuation et beaucoup de succès pour tous les membres du LSC (Docteurs et Doctorants).

Merci à toutes et à tous et bonne lecture à ceux qui auront le courage d'aller plus loin...

دراسة التأثيرات الحرارية في ترانزستورات التأثير المجالي بواسطة مواصلة الخروج

من طرفه

فطيمة الزهرة خليفاتي

ملخص

تهتم هذه الدراسة بتغيرات مواصلة الخروج (طور و طولية) بدلالة التردد لترانزستور التأثير المجالي $MESFET_{GaAs}$. اعتمد البحث خاصة على مقارنة النتائج التجريبية بالنتائج النظرية المتحصل عليها بواسطة نموذج $Canfield \& al$. بالنسبة لطويلة مواصلة الخروج، لوحظ تباعد معتبر بين النتائج التجريبية و النظرية و ذلك عند درجة حرارة الغرفة، $T = 300 K$. تم تحديد كمية الفرق حيث استعمل في تعيين درجة حرارة تشغيل الترانزستور. زيادة على ذلك، بينا أن هذه الأخيرة تتغير خطيا مع جهد البوابة. أما بالنسبة لطور المواصلة، فإن النتائج التجريبية كانت بعيدة جدا عن النتائج النظرية عند كل درجات الحرارة المعتبرة. كما أنه تمت ملاحظة تعلق هذا التباعد بتغير جهد البوابة V_{gs} . فاقترحنا نمودجا، لمواصلة الخروج، يدرس تغيرات طولية و طور هذه الأخيرة بدلالة التردد، درجة الحرارة و جهد البوابة. كما أن المناقشة و دراسة مدى صلاحية النموذج المقترح أظهرت توافق تام ما بين النتائج التجريبية و النظرية.

الكلمات المفتاحية: $GaAs$ MESFETs، الظواهر الحرارية، درجة التشغيل، مواصلة الخروج، التبدد الترددي.

Investigation of thermal effects in MESFETs via $g_d(f)$

by

Fatima Zohra KHELIFATI

Abstract

This investigation concerns the output conductance variations (amplitude & phase) as a function of the frequency in gallium arsenide Metal Semiconductor Field Effect Transistors, MESFET GaAs. The present work consists mainly comparing the obtained experimental results to those calculated from the model of *Canfield and al.* Concerning the output conductance amplitude, a considerable discrepancy between the experimental and calculated results at ambient temperature, was noticed at $T = 300$ K. The discrepancy quantification was used to determine device operating temperature which was shown to linearly depend on gate-source biasing. Concerning output conductance phase, it was shown that the experimental-calculated differences in values not only persist for all temperatures but also depends on gate biasing conditions. Consequently, we proposed a model that takes into account the variation of both amplitude and phase of output conductance as a function of frequency, temperature and gate-source biasing. The validity of this model was put into evidence via a comparison between experimental and calculated results; a good agreement was obtained.

Key words: *GaAs MESFET, Thermal effects, Operating temperature, Output conductance, Frequency dispersion.*

Étude des effets thermiques dans les MESFETs via $g_d(f)$

par

Fatima Zohra KHELIFATI

Résumé

Ce travail s'intéresse aux effets thermiques dans les transistors à effet de champ, MESFET via les variations fréquentielles de la conductance de sortie (module & phase). Nos investigations sont basées particulièrement sur la comparaison des résultats expérimentaux à ceux calculés à partir du modèle de *Canfield et al.* Pour le module, une divergence considérable entre les résultats expérimentaux et théoriques a été relevée à température ambiante, $T = 300$ K. Cette divergence a été quantifiée et elle a été utilisée pour déterminer la température de fonctionnement du composant. Nous avons montré que cette dernière varie linéairement avec la polarisation grille-source. Pour la phase de g_d , la différence relevée entre les valeurs calculées et celles mesurées persiste quelque soit la température. De même, nous avons trouvé que cette différence est liée aux conditions de polarisation de la grille. Ainsi, nous avons proposé un modèle qui permet de rendre compte des variations du module et de la phase de g_d en fonction de la fréquence, la température et de la polarisation grille-source, V_{gs} . Enfin, aussi bien les discussions que l'étude de la validité du modèle proposé montrent un bon accord entre les résultats expérimentaux et théoriques.

Mots clés : *MESFET GaAs, Effets thermiques, Température de fonctionnement, Conductance de sortie, Dispersion fréquentielle.*

TABLE DES MATIÈRES

Table des Matières	IV
Table des Figures	VIII
Liste des Tableaux	XII
Liste des Symboles	XIII
Introduction générale	1

Chapitre I : Effet Thermique et Auto-Échauffement des MESFETs

Introduction	4
I-1 Étude de l'effet thermique dans les MESFETs	5
I-1-1 Répartition de la chaleur dans la structure	5
I-1-2 Conséquence de l'échauffement	6
a) Conductivité	6
b) Courant de fuite.....	7
c) Autres paramètres.....	7
I-2 Modélisation d'effet thermique dans les MESFETs GaAs	7
I-2-1 Caractéristique I(V)	8
a) Modèle basé sur une approche semi-empirique.....	8
b) Modèle basé sur des expressions mathématiques.....	11
I-2-2 Paramètres petit signal	14
a) Transconductance g_m	14
b) Conductance de sortie	15
I-2-3 Température de fonctionnement	16
I-3 Paramètres influençant la température de fonctionnement	17
I-3-1 Influence de la puissance dissipée	18
I-3-2 Influence de tension drain-source	19
I-3-3 Influence de la distance radiale sous la grille	19
I-4 Conclusion	20

Chapitre II : Technique de Mesure de la température de fonctionnement et paramètres influents

Introduction	22
II-1 Méthodes électriques	23
II-1-1 Méthode de Fukui	23

II-1-2 Méthode électrique en continue	25
II-2 Méthodes optiques	28
II-2-1 Spectroscopie Raman	28
II-2-2 Thermographie Infrarouge	29
II-2-3 Luminescence	32
II-3 Méthode de contacte physique	33
II-4 Corrélation entre la résistance thermique et la température du canal	34
II-4-1 Définition de la résistance thermique	34
II-4-2 Paramètres influents la résistance thermique	35
a) Influence de la température fonctionnement	35
b) Influence de puissance dissipée	35
c) Influence des paramètres géométriques	37
II-5 Conclusion	39
<u>Chapitre III : Détermination de la température interne d'un MESFET GaAs via le</u> $g_a(f)$	
Introduction	40
III-1 Modélisation de l'effet thermique et fréquentiel dans les MESFET GaAs...	41
III-1-1 Présentation du Modèle de Canfield et al.....	41
III-1-2 Application à l'effet d'échauffement.....	42
a) Observation de la différence entre la théorie et l'expérience.....	42
b) Méthodologie de travail	43
III-2 Résultats	45
III-2-1 Influence de la température et de la fréquence sur l'écart entre les valeurs calculées et mesurée	45
III-2-2 Influence de polarisation grille-source sur la température de fonctionnement du transistor	47
a) Étude à $V_{gs} = -0,2$ V	47
b) Étude à $V_{gs} = -0,3$ V	49
c) Étude à $V_{gs} = -0,35$ V, $-0,4$ V, $-0,45$ V et $-0,6$ V.....	49
III-3 Validation de la méthode proposée	52
III-3-1 Étude à $V_{ds} = 1,5$ V pour transistor N°1	52
III-3-2 Généralisation	55
III-4 Conclusion	58

**Chapitre IV : Dispersion fréquentielle de g_d en corrélation avec la température :
Proposition d'un modèle**

Introduction	59
IV-1 Limitation du modèle de Canfield et al.	60
IV-1-1 Méthodologie de travail	60
IV-1-2 Étude à tension drain-source $V_{ds} = 1V$	61
a) Étude à tension grille-source $V_{gs} = - 0,2 V$	61
b) Étude à tension grille-source $V_{gs} = - 0,3 V$	63
c) Étude à tension grille-source $V_{gs} = - 0,35 V$	63
d) Étude à d'autres tensions grille-source V_{gs}	63
IV-1-3 Étude à tension drain-source $V_{ds} = 1,5 V$	66
IV-2 Modélisation de l'écart entre la théorie et l'expérience	67
IV-2-1 Quantification de l'écart	67
IV-2-2 Approche physique	69
IV-3 Proposition d'un nouveau modèle	70
IV-3-1 : Présentation du modèle	70
a) Problématique	70
b) Proposition	70
IV-3-2 : Application du modèle	71
a) En régime ohmique	71
b) En régime de saturation	73
IV-3-3 : Précision et validation	74
IV-4 Conclusion	76
Conclusion générale	78
Références bibliographiques	80

LISTE DES FIGURES

Figure	Titre	Page
Figure I-1	Lignes de contour correspondant au taux d'échauffement par effet Joule. Pas = 5.10^{15} W/m ³ .	6
Figure I-2	Zone de génération de la chaleur dans un MESFET GaAs submicronique	6
Figure I-3	DC caractéristiques I(V) en fonction de la température pour MESFET 1 : (+ + +) mesuré & (—) calculés à 25 °C ; (***) mesuré & (-.-) calculé à 120 °C	11
Figure I-4	DC caractéristiques I(V) calculé et mesuré en fonction de la température pour MESFET 2TX102MB	11
Figure I-5	Variation de transconductance en fonction de la température à $V_{gs} = -2V$ & $V_{ds} = 4V$	15
Figure I-6	(a), (b) Profil de température d'un MESFET GaAs ($L_g = 0.25 \mu m$, $e = 100 \mu m$)	17
Figure I-7	Influence de la puissance dissipée sur la température du canal	18
Figure I-8	Variation de la température près du drain en fonction de V_{ds} , $V_{gs} = -0.5 V$ et $t = 20 ps$	19
Figure I-9	Relation entre la température du canal et la distance radiale sous la grille pour un MESFET GaAs ($L_g = 0.25 \mu m$, $W_g = 250 \mu m$, $e = 100 \mu m$, $K = 0.52 W/cm^{\circ}C$).	20

Figure II-1	Variations de V_{gs} en fonction de T_{ch}	24
Figure II-2	Partie essentielle de l'appareil de mesure	25
Figure II-3	Connections électriques requis pour réaliser le DCEM	26
Figure II-4	Courbe d'étalonnage pour la technique du DCEM (V_{th} en fonction de T_{ch})	27
Figure II-5	(a) Profils de température entre la source et le drain d'un AlGaIn / GaN HFET sur un substrat SiC, mesurée par micro-Raman thermographie. (b) profils de température extraites à la surface du dispositif.	29
Figure II-6	Carte de température obtenue par IR thermographie d'un MESFET multi grilles (4 grilles) : $R_{th} = 85.1 \text{ }^{\circ}C/W$, $P_d = 640 \text{ mW}$, $T_{ca} = 24.8^{\circ}C$	31
Figure II-7	Profil de température mesuré perpendiculaire d'un MESFET de 4 grilles (a) MESFET type 1 et (b) MESFET type 2	32
Figure II-8	Variation de R_{th} en fonction de la température de fonctionnement d'un MESFET GaAs	35
Figure II-9	Variation de la résistance thermique en fonction de la puissance DC	36
Figure II-10	Champ électrique le long de canal de la source au drain déterminée par simulation (d'après Yamaguchi, Asai et Kodera)	37

Figure II-11	(a) Variation de $R_{th}=f(e)$, (b) variation de $R_{th}=f(I_g)$, (c) variation de $R_{th}=f(W_g)$	38
---------------------	--	----

Figure III-1	Variations de $ g_d(f)/g_d(dc) $ en fonction de la fréquence, obtenue à $T=300\text{ K}$, expérimental (■) et théorique (—) pour $V_{gs} = -0.3\text{ V}$	43
Figure III-2	Organigramme des étapes de simulation	45
Figure III-3	Variation de Δg_d en fonction de la température à $V_{ds}= 1\text{ V}$ et différentes V_{gs}	46
Figure III-4	Variations de $ g_d(f)/g_d(dc) $ en fonction de la fréquence à $V_{gs} = -0.2\text{ V}$: théorie (—) et expérience (■)	48
Figure III-5	Variations de $ g_d(f)/g_d(dc) $ en fonction de la fréquence théorie (—) et expérience (■) à $V_{gs} = -0.3\text{ V}$	49
Figure III-6	Variations de $ g_d(f)/g_d(dc) $ en fonction de la fréquence théorie (—) et expérience (■), (a) $V_{gs} = -0.35\text{ V}$, (b) $V_{gs} = -0.4\text{ V}$, (c) $V_{gs} = -0.45\text{ V}$, (d) $V_{gs} = -0.6\text{ V}$.	50
Figure III-7	Variation de la température de fonctionnement du composant en fonction de V_{gs} pour transistor N°1 à $V_{ds} = 1\text{ V}$	51
Figure III-8	Variations de $ g_d(f)/g_d(dc) $ en Variations la fréquence théorie (—) et expérience (■) (a) $V_{gs} = -0.2\text{ V}$, (b) $V_{gs} = -0.45\text{ V}$, (c) $V_{gs} = -0.6\text{ V}$, $V_{ds} = 1,5\text{ V}$.	53
Figure III-9	Variation de la température de fonctionnement du composant en fonction de V_{gs} pour transistor MESFET GaAs N° 1 à $V_{ds} = 1,5\text{ V}$	54
Figure III-10	Variations de $ g_d(f)/g_d(dc) $ en fonction de la fréquence, théorie (—) et expérience (■) $V_{gs} = -0.2\text{ V}$, (b) $V_{gs} = -0.35\text{ V}$, (c) $V_{gs} = -0.45\text{ V}$, (d) $V_{gs} = -0.6\text{ V}$, à $V_{ds} = 1\text{ V}$	56
Figure III-11	Variation de la température de fonctionnement en fonction de V_{gs} pour le transistor MESFET GaAs N° 2 à $V_{ds} = 1\text{ V}$	57

Figure IV-1	Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence théorie (—) et expérimentale (■) à $V_{ds} = 1\text{ V}$ et $V_{gs} = -0.2\text{ V}$ pour le premier transistor	62
Figure IV-2	Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence théorie (—) et expérimentale (■) à $V_{ds} = 1\text{ V}$ et $V_{gs} = -0.3\text{ V}$. pour le premier transistor	64
Figure IV-3	Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence théorie (—) et expérimentale (■) à $V_{ds} = 1\text{ V}$ et $V_{gs} = -0.35\text{ V}$, pour le premier transistor.	65
Figure IV-4	Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence théorie (—) et expérimentale (■) à $V_{ds} = 1\text{ V}$. (a) à $V_{gs} = -0.4\text{ V}$, (b) à $V_{gs} = -0.45\text{ V}$ & (c) à $V_{gs} = -0.6\text{ V}$. Pour transistor N° 1	66
Figure IV-5	Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence théorie (—) et expérimentale (■). (a) à $V_{gs} = -0.2\text{ V}$, (b) à $V_{gs} = -0.45\text{ V}$ & (c) $V_{gs} = -0.6\text{ V}$; Pour MESFET N° 1 à $V_{ds} = 1,5\text{ V}$	67
Figure IV-6	Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence théorie	68

	(—) et expérimentale (▪) Pour transistor type 1 à $V_{ds} = 1\text{ V}$ et différentes V_{gs}	
Figure IV-7	Variations de la conductance de sortie en fonction de la fréquence à $V_{gs} = 0\text{ V}$ et faible valeurs de V_{ds} , pour deux types de MESFET GaAs	72
Figure IV-8	Variation de la phase de g_d en fonction de la fréquence en régime ohmique : (a) pour transistor N° 1 (b) pour transistor N° 2	73
Figure IV-9	Variations de $ g_d(f)/g_d(dc) $ en fonction de la fréquence : simulées par le nouvelle modèle proposé (—) et (▪) expérience pour deux types du MESFETs GaAs (a) $V_{gs} = -0.2\text{V}$, (b) $V_{gs} = -0.35\text{V}$, (c) $V_{gs} = -0.45\text{V}$, (d) $V_{gs} = -0.6\text{V}$, à $V_{ds} = 1\text{V}$	74
Figure IV-10	Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence théorie du nouvelle modèle (—) et expérimentale (▪) Pour transistor N°1 à $V_{ds} = 1\text{ V}$ & différente V_{gs}	75
Figure IV-11	Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence simulée, mesurées(▪) : simulées par le nouvelle modèle(—) & (...) simulé par le modèle de Canfield et al Pour un MESFET GaAs N°1 à $V_{ds} = 1,5\text{ V}$ & différente V_{gs}	76

LISTE DES TABLEAUX

Tableau	Titre	Page
Tableau I-1	Résultats des paramètres empiriques extraits à température ambiante	10
Tableau I-2	Relations $I_{ds}(V_{ds})$ dans la littérature	13
Tableau I-3	Paramètres utilisés pour le calcul	14

Tableau	Titre	Page
Tableau II-1	Méthodes généraux pour mesurer la température du dispositif semi-conducteur	34

Tableau	Titre	Page
Tableau III-1	Valeurs de g_d (dc) et g_d (Hf) à $V_{ds} = 1V$ et différentes valeurs de V_{gs} .	47
Tableau III. 2	Variations du courant de drain en fonction de V_{gs}	51
Tableau III. 3	Valeurs de g_d (dc) et g_d (Hf) à $V_{ds} = 1V$ et différentes valeurs de V_{gs}	52
Tableau III.4	Variations de courant de drain en fonction de V_{gs}	54
Tableau III.5	Valeurs de g_d (dc) et g_d (Hf) à $V_{ds} = 1V$ et différentes valeurs de V_{gs} , pour transistor N° 2	55
Tableau III.6	Variations de courant de drain en fonction de V_{gs} à $V_{ds}=1 V$ pour transistor N° 2	56

Tableau	Titre	Page
Tableau IV-1	Valeurs de α	69

LISTE DES SYMBOLES

a	Epaisseur de canal
A*	Constante de Richardson
A, B	Paramètre de fitting dépendant du matériau
C	Vitesse de la lumière
D	Facteur de fonctionnement
E_g (T=0 K) b, d	Paramètres caractéristique du chaque semi-conducteur
e	Epaisseur
k c M	Paramètres de modélisation
E_a	Energie d'activation
E_g	Gap
F_m	Fréquence de déphasage maximal en relation avec les niveaux d'émission des pièges
g	Facteur de dégénération du niveau
g_d	Conductance de sortie
g_d (dc)	Conductance de sortie à basse fréquence
g_d (Hf)	Conductance de sortie à haute fréquence
g_m	Transconductance
h	Constante de Plank
I_{ds}	Courant de drain-source
I_{dss}	Courant de saturation
I_g	Courant de grille
I_s	Courant de source
J	Densité du courant
K	Conductivité thermique
k_B	Constante de Boltzmann
L_g	Longueur de grille
n	Facteur d'idéalité
N_C	Densité effective des états dans la bande de conduction
n_i	Concentration des porteurs intrinsèques
N_V	Densité effective des états dans la bande de valence
P_d	Puissance dissipé
q	Charge d'électron
T₀	Température ambiante
T_{ca}	Température du boîtier
T_{ch}	Température du canal
T_d	Température du dissipateur thermique
T_f	Température de fonctionnement
T_{sub}	Température au fond du substrat
V_{Bi}	Barrière de potentiel
V_{ds}	Tension drain-source
V_{eff}	Tension grille-source efficace
V_{gs}	Tension grille-source

V_p	Tension de pincement
V_T	Tension de seuil
V_{T0}	Tension de seuil à polarisation nul
v_{th}	Vitesse thermique
W	Émittance spectral
W_g	Largeur de grille
Z	Distance radial
$\alpha \beta \gamma \delta \zeta \mu$	Paramètres de simulation
η	Constante simule la qualité de barrière de Schottky
λ	Longueur d'onde
σ	Coefficient de capture
τ_e	Constante de temps
$\Phi (g_d)$	Phase de la conductance de sortie
ω_0	Fréquence des phonons

Introduction générale

Ces dernières années, l'électronique hyperfréquence a connu un développement important quant aux applications orientés vers les télécommunications grand public (téléphone mobile, communications par satellite, etc.). L'industrie des technologies hyperfréquence a toujours accompagné leur développement. Ainsi, les circuits électroniques microonde devraient répondre à leurs exigences. Ces systèmes requièrent une technologie semi conducteurs offrant des performances en termes de fréquence, puissance, rendement et linéarité toujours plus élevés. Les semi conducteurs de composé III-V ont été développés particulièrement pour des applications en composants de grande vitesse [1].

Fréquemment, les systèmes radar exigent aux amplificateurs haute puissance des puissances de sortie RF élevées. Ces amplificateurs accroissent la dissipation de la chaleur dans les dispositifs, conduisant ainsi à une augmentation de température de fonctionnement.

La température de fonctionnement de ces dispositifs influence de manière significative à la fois leur fiabilité et leur performance. Ainsi, sa connaissance est d'un grand intérêt aussi bien pour le contrôle des caractéristiques que pour le fonctionnement. En fait, la détermination précise (au centième près) de la température de jonction dans les FETs et les MMICs est très critique pour l'évaluation de leur fiabilité [2].

L'élévation de la température d'un dispositif électronique est généralement décrite comme le produit de la puissance dissipée, P_d , et la résistance thermique, R_{th} . Pour évaluer R_{th} d'un MESFET micro-ondes, des méthodes électriques sont largement utilisées, basées sur les caractéristiques $I(V)$ de la jonction Schottky [3].

Mesurer la température est en réalité la mesure de certains phénomènes physiques qui sont influencés ou modifiés par la température. Ces phénomènes physiques sont nombreux et variés. Ainsi, plusieurs méthodes ont été employées pour mesurer et prédire la température de fonctionnement des composants semi-conducteurs. Elles peuvent être globalement classées en trois catégories: électrique, optique et physique. Dans les deux premières catégories, la variation de température d'une propriété du dispositif (électrique ou optique) est utilisée comme un thermomètre. Dans la troisième catégorie, un transducteur de température (par exemple un thermocouple) prend la température du dispositif à travers un contact intime et c'est la température de la sonde qui est réellement mesurée [4].

Les MESFETs GaAs sont aujourd'hui les composants actifs de base des circuits MMICs, avec les transistors bipolaires et les hétérojonctions. Également, ces composants ont montré de bonnes performances tel que : faible bruit, capacité d'opérer dans de large gamme de température [5-7], etc. Cependant, ces dispositifs présentent parfois des anomalies lorsqu'il fonctionne en basse fréquence telle que la dispersion fréquentielle de la conductance de sortie, celle de la transconductance, la capacité de sortie, etc [8-10]. Ces anomalies rendent la compréhension des propriétés de ces composants plus complexe et apportent quelques perturbations dans la conception des circuits intégrés. Elles ont été attribuées à la présence des pièges dans le GaAs [11-14]. Cependant, le type de ces pièges ainsi que leur localisation dans les différentes parties qui constituent la structure du composant reste encore non bien définis. Par ailleurs, les MESFET GaAs sont soumis à des effets thermiques importants lors de leur fonctionnement, ces effets conduisent à des variations dynamiques lentes. Ce phénomène, connu sous le nom de l'auto-échauffement est l'un des facteurs critiques qui affectent négativement les performances du dispositif et sa fiabilité dans les applications haute puissance et haute température.

C'est dans ce cadre que s'inscrit le travail présenté dans cette thèse. Nous nous sommes intéressés tout d'abord à la compréhension des phénomènes responsables de l'auto-échauffement pour ensuite proposer une nouvelle technique de détermination de la température de fonctionnement. Aussi, nous avons menée une étude détaillée portant sur les variations de la conductance de sortie (module et phase) en tenant compte la fréquence, la température et les conditions de polarisation grille-source. Notre objectif était la détermination de l'auto-échauffement en corrélation avec les phénomènes physiques qui se trouvent à l'origine de la dispersion fréquentielle de la conductance de sortie d'un MESFET GaAs.

Le premier chapitre de cette thèse donne un rappel des mécanismes de génération de chaleur dans les transistors à effet de champs, aussi la modélisation des effets thermiques dans les MESFET GaAs, concerne les caractéristiques $I(V)$, les paramètres petits signaux et la température de fonctionnement. Finalement nous présentons l'influence de la puissance dissipée, la polarisation drain-source et la distance sous la grille sur la température de fonctionnement.

Le second chapitre, nous décrivons les différentes techniques de détermination de la température de fonctionnement des composants semi-conducteurs spécialement pour les MESFETs. Ensuite, nous nous intéressons à la corrélation entre la résistance thermique et la température de fonctionnement du composant. Enfin, nous abordons l'influence de certains paramètres sur la résistance thermique.

Le troisième chapitre, nous proposons une technique de détermination de la température de fonctionnement d'un MESFET GaAs utilisant une étude comparative des résultats théoriques et expérimentaux de la dispersion fréquentielle de la conductance de sortie $g_d(f)$. L'accord entre la théorie et l'expérimentale permet d'obtenir la température interne du composant fonctionnant à une polarisation donnée.

Le quatrième chapitre, décrit les limites du modèle de Canfield et al via la comparaison des résultats théoriques et expérimentaux de la dispersion fréquentielle de la phase de la conductance de sortie. Aussi dans ce chapitre, sera présenté un modèle que nous avons développé afin d'étudier les variations de la conductance de sortie (module & phase) en tenant compte de l'effet de la fréquence, la température et la polarisation grille-source. Ensuite, les résultats théoriques obtenus sont comparés à ceux expérimentaux. Enfin, nous discutons la validité du modèle proposé.

Chapitre I

Effet Thermique et Auto-Échauffement des MESFETs

L'industrie de la technologie micro-onde utilise depuis de nombreuses années le transistor à effet de champ, MESFET [1-7]. Comme tout composant semi-conducteur, il est soumis à des problèmes d'auto-échauffement conduisant à une augmentation de la température de son canal conducteur. Ceci dégrade d'une façon significative les caractéristiques de sortie du transistor en raison de la réduction de la mobilité et de la vitesse de saturation d'électrons [4 & 8].

La fiabilité et les performances des transistors à effet de champ, FETs, et des circuits intégrés à hyperfréquences monolithiques, MMIC, en particulier (pour les composants de puissance) dépendent de façon significative de la température de fonctionnement du canal. Notons que la température maximale autorisée dans le canal contrôle (i) la conception des systèmes de refroidissements, (ii) l'emballage des composants et (iii) les limites maximales de puissance DC/RF. Par conséquent, une estimation précise de la température du canal est très souhaitable lors de la phase de la conception du composant (ou des circuits) [9].

Dans ce chapitre, nous présentons tout d'abord le mécanisme de génération de chaleur dans les transistors à effet de champs et la modélisation des effets thermiques dans les MESFET GaAs, en particulier la modélisation des caractéristiques $I(V)$, les paramètres petits signaux et la température de fonctionnement. Finalement nous présentons l'influence de la puissance dissipée, la polarisation drain-source et la distance sous la grille sur la température de fonctionnement.

I-1 Étude de l'effet thermique dans les MESFETs

Tout composant semi conducteur est sujet de problèmes d'auto-échauffement lorsqu'il est soumis à des contraintes électroniques. Généralement, trois phénomènes principaux sont à l'origine de l'apparition de l'échauffement. Nous citons tout d'abord, l'effet joule des électrons et des trous, ensuite le phénomène de radiation et enfin le processus de génération recombinaison des paires électrons/trous dont la quantité de chaleur libérée est proportionnelle au gap d'énergie. A titre d'exemple, l'augmentation de la température interne du composant entraine une diminution de la valeur de la mobilité des porteurs. Par ailleurs, les effets de d'auto échauffement sur la transconductance et la conductance de sortie sont non négligeables et doivent être pris en compte dans une procédure de mesure et de modélisation précise [10].

I- 1-1 Répartition de la chaleur dans la structure

Une simulation bidimensionnelle basée sur la méthode des éléments finis a été utilisée pour décrire la génération de chaleur dans un MESFET GaAs submicronique [11]. La Fig. I-1 est une présentation des lignes de contour correspondant au taux d'échauffement par effet Joule. La zone correspondante au maximum de chaleur coïncide avec la position où le champ électrique est maximum. Il est facile de constater que le taux d'échauffement par effet Joule a un pic du côté drain du canal. Cette valeur atteint $3,5 \cdot 10^{16} \text{ W/m}^3$. Bien que le courant passe à travers le canal du MESFET du drain vers la source, la chaleur n'est pas générée d'une façon homogène le long du canal.

La simulation du transport électronique le long du canal montre que la chaleur générée est localisée dans un volume situé entre la grille et le drain comme illustrée dans la figure I-2. Même si on peut localiser avec précision la zone où la génération de chaleur sera maximale, la chaleur sera globalement générée dans une zone plus étendue entre la grille et le drain.

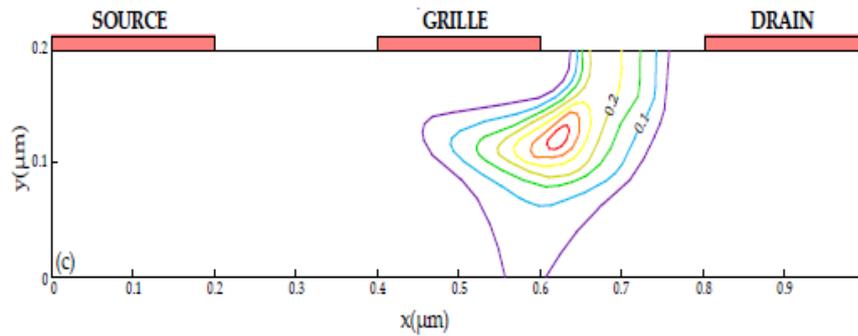


Figure I-1 : Lignes de contour correspondant au taux d'échauffement par effet Joule. $Pas = 5.10^{15} \text{ W/m}^3$ [11].

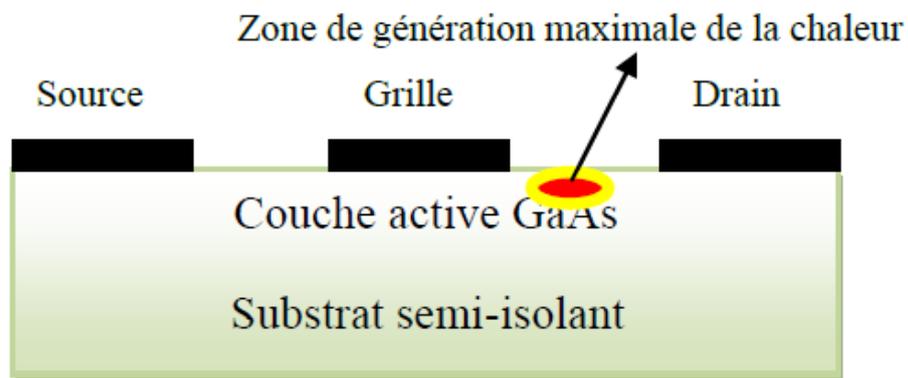


Figure I.2 : Zone de génération de la chaleur dans un MESFET GaAs submicronique [11]

I-1-2 Conséquence de l'échauffement

L'auto-échauffement du transistor se traduit par une puissance dissipée dépendante du régime de fonctionnement du transistor et des performances de celui-ci vis-à-vis du signal injecté. Ainsi, lorsque la puissance dissipée augmente, la température augmente, conduisant ainsi à l'apparition de plusieurs effets.

a) Conductivité

L'augmentation de température entraîne la diminution de la mobilité des électrons du canal conducteur. Par conséquent, leur vitesse devient plus faible sous la grille. Ainsi, pour les grands voltages de drain, le courant de drain diminue conduisant à une réduction de la conductivité électrique et une augmentation de la conductivité thermique [11].

b) Courant de fuite

Certains travaux menés sur le fonctionnement des MESFETs à des températures variant entre 300 et 400 °C [12, 13] ; ont mis en évidence l'apparition des courants de fuite entraînant la dégradation à la fois de la conductance de sortie et des caractéristiques de pincement du composant. Ces courants de fuite sont principalement dus au contact de grille et au substrat. En effet, les fuites de grille dépendent de la hauteur de la barrière Schotky à l'interface métal/semi-conducteur et augmentent avec la température à travers les mécanismes d'émission et de diffusion thermodynamique [14]. Tandis que les fuites de substrat proviennent de l'augmentation de la conductivité du substrat semi-isolant avec la température.

c) Autres paramètres

Différentes études sur les MESFETs ont mis en évidence que le courant de drain est largement dépendant de la température. Ses variations affectent également la conductance de sortie qui est proportionnelle à la vitesse de saturation et la mobilité des électrons. Tous ces paramètres diminuent avec l'augmentation de la température [15-19]. Par ailleurs, la transconductance et la tension de seuil décroissent lorsque la température augmente [16,20]. Également, le niveau de bruit basse fréquence augmente lorsque la température augmente [21,22]. Or l'existence d'un niveau de bruit basse fréquence élevé dans les transistors à effet de champ constitue une limitation sérieuse à leur utilisation dans les domaines de l'amplification large bande et les applications non linéaire comme les mélangeurs et les oscillateurs [21].

I-2 Modélisation d'effet thermique dans les MESFETs GaAs

Il existe deux méthodes pour l'élaboration des modèles thermiques pour les MESFETs GaAs. La première méthode consiste en le calcul du gradient thermique à l'intérieur du dispositif et le courant de drain-source. D'autre part, les modèles thermiques, du MESFET GaAs, qui dépendent des paramètres continue et dynamique doivent prendre en compte un certain nombre de facteurs physiques, telle que le gap, la densité des états au bord de la bande de conduction et de la bande de valence, la constante diélectrique, la vitesse de saturation d'électrons, la mobilité des électrons et la hauteur de la barrière Schottky [23].

Aussi la modélisation physique des caractéristiques courant-polarisation du composant peut être assez précise si les expressions analytiques prennent en compte suffisamment les effets indésirables, tels que la conductance de sortie négative, notamment du fait de l'auto-échauffement et du courant du substrat, le backgating et des états de la surface [12,24-26]. Ainsi, les expressions des modèles deviennent certes plus compliquées, mais également plus complètes. Malheureusement, cela rend très difficile la modélisation du comportement grand signal du MESFET ainsi que la dérivation d'un modèle analytique petit signal. D'autre part, les modèles physiques ne nécessitent pas une caractérisation électrique des dispositifs [27]. La deuxième méthode est basée sur une approche semi-empirique, où une partie des paramètres du modèle grand signal dépendent de la température selon des relations empiriques [28-30], y compris les paramètres de montage ayant un sens physique. Cependant, le modèle semi-empirique nécessite la caractérisation électrique de dispositif et de la procédure délicate de l'extraction de paramètre [27].

I-2-1 Caractéristique I(V)

a) Modèle basé sur une approche semi-empirique

Le modèle I(V) grand signal proposé est d'ordre empirique, dont la plus importante fonction est de simuler très précisément l'effet de la conductance de sortie négative du composant, surtout en raison de l'effet d'auto-chauffage et de courant du substrat. Il simule les effets thermiques externes, principalement à déterminer la relation de la tension de seuil du dispositif et du courant drain-source de saturation avec la température, T , en raison de leur forte sensibilité aux variations de température tel que suggéré par l'analyse du comportement physique du MESFET. En outre, dans la région linéaire le courant, I_{ds} , augmente avec l'augmentation de la température ; alors que dans la région de saturation le courant de drain diminue lorsque la température augmente. Ce comportement est illustré dans les caractéristiques I(V) des MESFETs avec une grande longueur de grille.

Cependant, pour les dispositifs à petite largeur de grille, les effets apparaissent dans la région de saturation. Par ailleurs, les effets thermiques internes provoquent essentiellement une diminution du courant dans la région de saturation, ayant pour conséquence la réduction de la vitesse de saturation et de la mobilité des électrons. Par ailleurs, aux grandes valeurs de $|V_{gs}|$, près à la tension de seuil, on note une augmentation du courant lorsque la température augmente. Ce phénomène peut être modélisé par les variations de la tension de seuil qui

diminue avec l'augmentation de la température. Le modèle thermique semi-empirique du MESFET GaAs, pour la caractérisation continue est celui proposé par Giorgio et al [27] :

$$I_{ds}(V_{ds}, V_{gs}, T) = I_{dss}(T) \left[\left(1 - \frac{V_{gs}}{V_T(T)}\right)^N - k(1 + \xi V_{ds})e^{-cV_{gs}^2} \right] [\tanh(\alpha V_{ds})]^M \quad \text{I-1}$$

Où $I_{dss}(T)$ est le courant drain-source maximum de saturation, $V_T(T)$ est la tension de seuil.

Et :

$$N = N_0 + N_1 V_{gs} + N_2 V_{gs}^2 + N_3 V_{gs}^3 \quad \text{I-2(a)}$$

$$\alpha = \alpha_0 + \alpha_1 V_{gs} + \alpha_2 V_{gs}^2 + \alpha_3 V_{gs}^3 \quad \text{I-2(b)}$$

Les équations (I-2) comprennent une dépendance du troisième ordre de N et α avec les conditions de polarisation, pour améliorer le fitting dans les régions linéaires, du coude et de saturation. De plus, à chaque fois que la pente négative de la courbe de saturation apparaît, les paramètres k , ξ et c sont ajustés pour une meilleur modélisation. Alors que le paramètre M permet d'améliorer le fitting dans la région du coude.

La dépendance entre le courant drain-source de saturation et la température est généralement modélisée par une relation linéaire [12] ou exponentielle [28]. Dans un grand nombre de cas, la loi exponentielle est la plus utilisée. Quant aux variations du courant drain-source de saturation, en fonction de la température sont décrites par la relation suivante [27]:

$$I_{dss}(T) = I_{dss}(T_0) \exp[-k_1(T - T_0)] \quad \text{I-3}$$

Où T_0 est la température ambiante, $I_{dss}(T_0)$ a une valeur de mesure connue.

Dans ce modèle, la tension de seuil dépend des conditions de polarisation comme suit:

$$V_T(T) = V_{T0}(T) + \gamma V_{ds} V_{gs} \quad \text{I-4}$$

Où V_{T0} est la tension de seuil à polarisation nulle, en fonction de la température, et γ est le paramètre de décalage de la tension de seuil. Le paramètre $V_T(T)$ est obtenu en considérant les caractéristiques statiques $I(V)$ mesurées à différentes températures. Ensuite interpolée par des formes polynomiales avec degré approprié. $V_{T0}(T)$ Peut écrire comme suivante :

$$V_{T0}(T) = c_0 + c_1 T + \dots + c_n T^n, n \leq 3 \quad \text{I-5}$$

Le comportement de la fonction est généralement linéaire par morceaux [28]. En particulier, si l'on considère une gamme de température entre 0°C et + 50 °C, la loi de variation de $V_{T0}(T)$ peut être supposée comme linéaire [28]:

$$V_T(T) = V_{T0}(T_0) - k_2 (T - T_0) + \gamma V_{ds} V_{gs} \quad \text{I-6}$$

Mais l'expression I-6 ne peut pas être généralisée à des MESFETs ayant différentes caractéristiques technologiques. Afin d'améliorer encore les prédictions du modèle dans la

région du coude, il est souvent approprié de considérer également le paramètre M comme fonction linéaire de la température [27] :

$$M(T) = M(T_0) - k_3(T - T_0)(1 + \eta V_{ds}) \quad \text{I-7}$$

Où $\eta = 1V^{-1}$; les variations de M causées par l'effet thermique sont particulièrement significatifs pour les MESFETs GaAs ayant un long canal, où le courant I_{ds} dans la région linéaire est fortement dépendant de la température. Les paramètres empiriques, déduits avec une grande précision pour différents composant MESFET GaAs, sont regroupés dans le tableau suivant [27] :

Fitting parameters	MESFET I	MESFET II	MESFET III 2TX102MB	MESFET IV TC502MB
V_{to} (V)	-2.1000 (25°C)	-0.9645 (30°C)	-2.6096 (12°C)	-2.2278 (16°C)
γ (V ⁻¹)	0.01	0.0546	0.0667	0.0312
N_0	1.3622	2.3443	1.3926	1.2622
N_1 (V ⁻¹)	-1.05×10^{-5}	10^{-6}	0.0033	9.35×10^{-5}
N_2 (V ⁻²)	-7.28×10^{-7}	10^{-6}	0.0208	1.02×10^{-4}
N_3 (V ⁻³)	-7.6×10^{-6}	10^{-6}	-0.0581	9.07×10^{-5}
a_0 (V ⁻¹)	1.3800	0.6529	1.1090	1.1263
a_1 (V ⁻²)	1.04×10^{-4}	-1.36×10^{-4}	0.0526	0.0001
a_2 (V ⁻³)	1.13×10^{-4}	-0.0014	0.2792	0.0001
a_3 (V ⁻⁴)	1.03×10^{-4}	6.06×10^{-4}	-0.1104	0.0001
M	1.1000	0.5500	1.1100	1.0662
k_1 (°C ⁻¹)	0.0015	0.0048	—	—
k_2 (V°C ⁻¹)	0.0013	1.67×10^{-4}	—	—
k_3 (V ⁻¹ °C ⁻¹)	0.0011	0.0105	0	0
CPU time (s)	20.5	32.5	59.4	21.9
Absolute error (mA)	1.71	0.08	9.61	37.56
Relative percentage	4.4%	1.8%	6.4%	10.2%

Tableau I-1 : Résultats des paramètres empiriques extraits à température ambiante [27].

Afin de démontrer la validité du modèle proposé par Giorgio et al [27], les caractéristiques DC de plusieurs composants MESFET GaAs (de différentes dimensions fabriqués par Alcatel et Fujitsu) ont été mesurées en fonction de la température et simulées par ce modèle. Les figures I-3 et I-4 regroupent les caractéristiques I(V) mesurées et calculées par le modèle [27]. On constate une bonne concordance. Ces résultats sont très encourageants pour l'utilisation de cette approche semi-empirique dans la modélisation thermique du MESFET en des MMIC CAD [27].

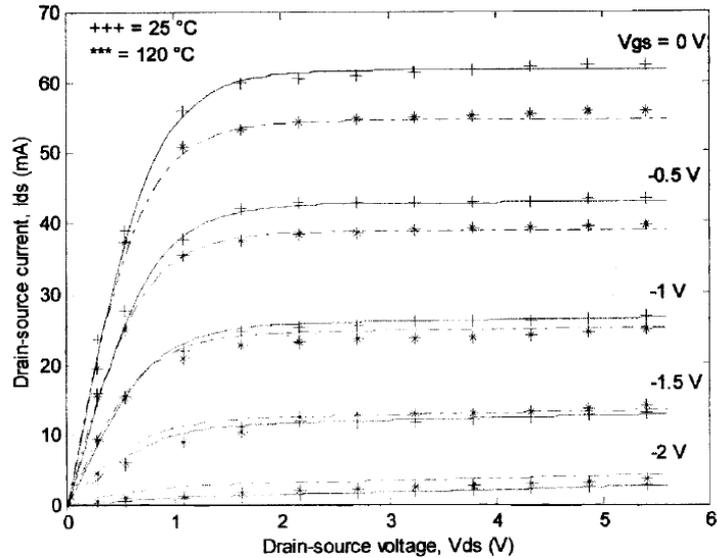


Figure I-3 : Caractéristiques $I(V)$ en fonction de la température pour MESFET I: (+ mesurées & (—) calculées à 25 °C ; (***) mesurées & (-.-.-) calculées à 120 °C [27].

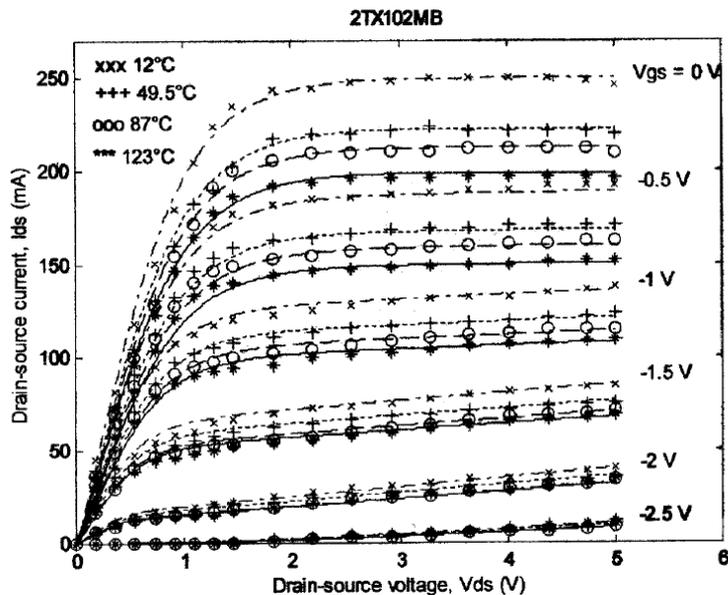


Figure I-4 : Caractéristiques $I(V)$ calculées et mesurées en fonction de la température pour MESFET 2, TX102MB [27].

b) Modèle basé sur des expressions mathématiques

La modélisation est basée sur la connaissance des phénomènes physiques qui apparaissent dans les transistors ainsi que les paramètres technologiques et géométriques des composants. De nombreuses études ont été effectuées. Les caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ sont décrites dans la

littérature par plusieurs expressions mathématiques dont les plus importantes sont regroupées dans le tableau I-2 :

Ces modèles aident énormément au développement de la conception des circuits intégrés. Chaque modèle montre ses efficacités dans certaines conditions limitées. Cependant l'effet thermique est négligé dans tous ces modèles. Dans ce contexte, un modèle d'effet thermique basé sur l'expression analytique du courant de drain-source de Memon et al [40] a été développé par Kebaili et al en 2009 [41]. Ce modèle analytique décrit les variations du courant de drain en tenant compte de l'effet de la température et il montre un bon accord avec l'expérience.

En général, la dépendance en température du courant de drain d'un MESFET est fortement influencée par différents mécanismes tels que les variations de la mobilité d'électrons, la tension de seuil, la vitesse de saturation et le champ électrique [37, 40,41]. La tension de seuil est obtenue en utilisant la relation [42]:

$$V_T = V_{bi} - V_p \quad \text{I-8}$$

Où V_p est la tension de pincement, V_{bi} est la barrière de Schottky. Les variations de cette dernière en fonction de la température, l'énergie de la bande interdite E_g et la concentration intrinsèque n_i , sont données par la relation suivante [43] :

$$V_{bi} = \frac{k_B T}{q} \ln \left(\frac{N_D}{n_i(T)} \right) + \frac{E_g(T)}{2} \quad \text{I-9}$$

Où k_B est la constante de Boltzmann, N_D est la densité de dopage du canal, q est la charge d'électron.

Aussi l'énergie de la bande interdite ou le gap dépend de la température selon la relation suivante [42] :

$$E_g(T) = E_g(T = 0K) - \frac{bT^2}{d+T} \quad \text{I-10}$$

Où E_g (T = 0 K), b et d sont des paramètres caractéristiques de chaque semi-conducteur.

La concentration des porteurs intrinsèque est donnée par [42] :

$$n_i(T) = \sqrt{N_c(T)N_v(T)} \exp \left[\frac{-E_g(T)}{2k_b T} \right] \quad \text{I-11}$$

Modèle	Expression du courant de drain-source	Réf
Curtice	$I_{ds} = \beta(V_{gs} - V_T)^2 \tanh(\alpha V_{ds})(1 - \xi V_{ds})$	[31]
Kacprzak et Materka	$I_{ds} = I_{dss} \left[1 - \frac{V_{gs}}{V_T + \gamma V_{ds}} \right]^2 \tanh\left(\frac{\alpha V_{ds}}{V_{gs} - V_T - \gamma V_{ds}}\right)$	[32]
Statz & al	$I_{ds} = \left(\frac{\beta(V_{gs} - V_T)^2}{1 + \delta(V_{gs} - V_T)} \right) \times \left[1 - \left(1 - \frac{\alpha V_{ds}}{3} \right)^3 \right] (1 + \xi V_{ds}) \quad \text{à } 0 < V_{ds} < \frac{3}{\alpha}$ $I_{ds} = \left(\frac{\beta(V_{gs} - V_T)^2}{1 + \delta(V_{gs} - V_T)} \right) (1 + \xi V_{ds}) \quad \text{à } V_{ds} \geq \frac{3}{\alpha}$	[33]
McCamant et al	$I_{ds} = \frac{I_{ds0}}{1 + \delta V_{ds} I_{ds0}} \text{ where } I_{ds0} = \begin{cases} \beta(V_{gs} - V_T - \gamma V_{ds})^n \left[1 - \left(1 - \frac{\alpha V_{ds}}{3} \right)^3 \right] & \text{à } 0 < V_{ds} < \frac{3}{\alpha} \\ \beta(V_{gs} - V_T - \gamma V_{ds})^n & \text{à } V_{ds} \geq \frac{3}{\alpha} \end{cases}$	[34]
Rodriguiz et England	$I_{ds} = \beta(V_{gs} - V_T - \gamma V_{ds})^2 \times \tanh(\alpha V_{ds})(1 + \xi V_{ds})$	[35]
Ahmed et al	$I_{ds} = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_T + \Delta V_T + \gamma V_{ds}} \right)^2 \times \tanh(\alpha V_{ds})(1 + \xi V_{ds})$	[36]
McNallay et Daniels	$I_{ds} = \beta_{eff} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_T + \Delta V_T + \gamma V_{ds}} \right)^2 \tanh(\alpha V_{ds})(1 + \xi V_{ds})$ $\text{où } \beta_{eff} = \frac{\beta}{\mu(V_{gs} - V_T)}$	[37]
Islam et Zaman	$I_{ds} = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_T + \Delta V_T + \gamma V_{ds}} \right)^2 \times \tanh(\alpha V_{ds})(1 + \xi V_{ds} + \mu V_{gs})$	[38]
Dobes et Pospisil	$I_{ds} = \beta(V_{gs} - V_T - \gamma V_{ds})^n \times \tanh(\alpha V_{ds})(1 + \xi V_{ds})$	[39]
Memon et al	$I_{ds} = I_{dss} \left[1 - \frac{V_{eff}}{V_T + \Delta V_T + \gamma V_{ds}} \right]^2 \times \tanh(\alpha V_{ds})(1 + \xi V_{ds})$ $\text{où } V_{eff} = \frac{V_{gs}}{1 + \eta \exp(V_{gs})}$	[40]

 Tableau I-2: Relations $I_{ds}(V_{ds})$ dans la littérature

Où $N_C(T)$ et $N_V(T)$ sont respectivement les densités effectives des états dans la bande de conduction et celle de valence [42]:

$$N_C(T) = N_{C0} T^{3/2} \quad \text{I-12}$$

$$N_V(T) = N_{V0} T^{3/2} \quad \text{I-13}$$

Où N_{C0} et N_{V0} sont des constantes empiriques indiquées dans le tableau I-3:

Paramètre	Valeur
b	$5,405 \cdot 10^{-4}$ eV/k
d	204 K
$E_g(T=0^\circ)$	1,519 eV
k_B	$8,620 \cdot 10^{-5}$ eV/k
q	$1,602 \cdot 10^{-19}$ AS
N_D	$1,5 \cdot 10^{17}$ cm ⁻³
V_p	0,8eV
L_g	0,75 μm
z	600 μm
a	0,16 μm
N_{C0}	$1,323 \cdot 10^{15}$ m ⁻³ k ^{-3/2}
N_{V0}	$3,133 \cdot 10^{16}$ m ⁻³ k ^{-3/2}
α	1,4077
ζ	0,4042
γ	-0,5748
η	1

Tableau I-3 : Paramètres utilisés pour le calcul [41]

I-2-2 Paramètres petit signal :

Aussi, Il a été observé que les paramètres de petits signaux du MESFET GaAs, telle que la transconductance et la conductance de sortie sont sensibles à la température, d'où l'importance d'accorder une attention particulière à ces paramètres.

a) Transconductance

La transconductance, g_m , est du mécanisme de commande d'un transistor à effet de champ : c'est la variation du courant de drain en fonction de la polarisation grille-source, V_{gs} , à tension drain-source V_{ds} constante :

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}=cst} \quad \text{I-14}$$

La dérivée de l'expression analytique, développée par Kebaili et al en 2009 [41], permet d'obtenir l'équation de la transconductance suivante [41] :

$$g_m = -\frac{2c_1c_2}{c_3} \left(1 + \frac{\eta(1-V_{gs})\exp V_{gs}}{(1+\eta\exp V_{gs})^2} \right) \cdot \left(1 - \frac{V_{gs}}{c_3(1+\eta\exp V_{gs})} \right) \quad \text{I-15}$$

Où :

$$c_1 = I_{dss}, c_2 = \tanh(\alpha V_{ds})(1 + \xi V_{ds}) \text{ et } c_3 = V_T + \Delta V_T + \gamma V_{ds}$$

La figure I-5 représente les variations des résultats calculés via ce modèle de la transconductance en fonction de la température [41]. Il est clair que la transconductance décroît lorsque la température augmente. Ceci est attribué à la réduction de la mobilité des électrons en fonction de la température.

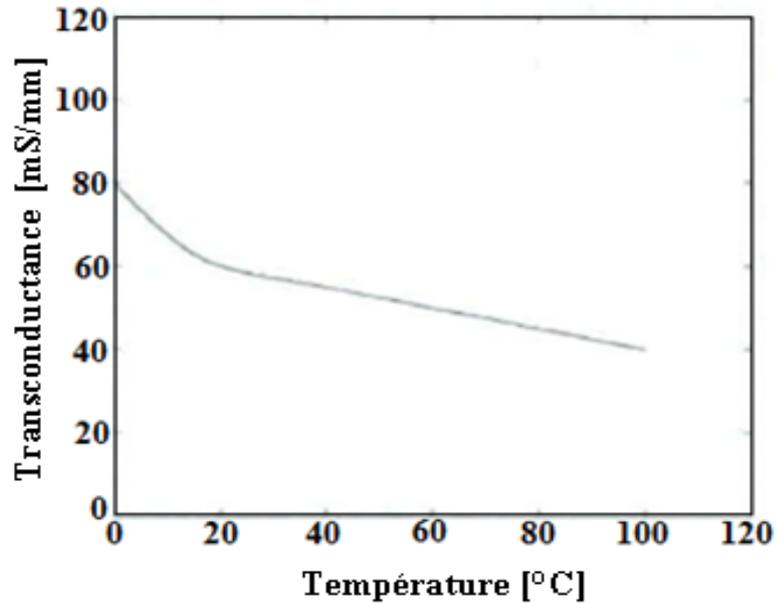


Figure I-5 : Variation de transconductance en fonction de la température à $V_{gs} = -2V$ & $V_{ds} = 4V$ [41]

b) Conductance de sortie :

La conductance de sortie traduit la variation du courant de drain en fonction de la tension, V_{ds} , à polarisation grille-source, V_{gs} constante. Elle est indicatrice de la saturation du courant drain-source :

$$g_d = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs}=cst} \quad \text{I-16}$$

En suivant la même méthode que pour la transconductance et par application de la relation I-15, l'équation de la conductance de sortie qui exprime les variations en tenant compte l'effet de la température est [41] :

$$\frac{1}{g_d} = \frac{1}{I_{dss} \left[2f'(V_{ds})f(V_{ds})g(V_{ds}) + f(V_{ds})^2 + g'(V_{ds}) \right]} \quad \text{I-17}$$

Avec :

$$f'(V_{ds}) = \frac{\gamma V_{eff}}{(V_T + \Delta V_T + \gamma V_{ds})^2}$$

$$f(V_{ds}) = 1 - \frac{V_{eff}}{V_T + \Delta V_T + \gamma V_{ds}}$$

$$g(V_{ds}) = \tanh(\alpha V_{ds})(1 + \xi V_{ds})$$

$$g'(V_{ds}) = \frac{\alpha + 2\alpha \xi V_{ds}}{ch^2(\alpha V_{ds})(1 + \xi V_{ds})}$$

I-2-3 Température de fonctionnement :

Les performances d'un MESFET sont extrêmement influencées par la température du canal, T_{ch} . Par conséquent, une détermination précise de la température du canal s'avère très nécessaire. Durant le calcul, l'effet de l'auto-échauffement a été pris en compte via les variations de la température dans le canal sachant que l'expression de la température est donnée par [44] :

$$T_{ch}(T) = \left(\frac{1 - (1 - P_d(T)/4P_0)^4}{(1 - P_d(T)/4P_0)^4} T_{sub} \right) + T_{sub} \quad \text{I-18}$$

Où P_d est la puissance dissipée et T_{sub} est la température au fond du substrat.

Expérimentalement, en raison de la taille infiniment petite de la grille, les mesures sont souvent menées proche du canal. Aussi, il est important de comprendre la façon dont la température décroît loin du canal. Ali M. Darwish et al proposent une expression qui prédit la température la plus haute dans les MESFETs [45]. Le profil de température en fonction de la distance radiale Z (loin de la grille) est:

$$T(Z) = \frac{1}{\pi W_g K} \ln\left(\frac{e}{Z}\right) \quad \text{I-19}$$

Où K est la conductivité thermique du substrat, e , W_g sont l'épaisseur et la largeur de grille respectivement comme illustré dans la figure I-6 (a). La figure I-6 (b) représente la distribution cylindrique de la température dans le canal d'un MESFET GaAs ($L_g = 0.25 \mu\text{m}$, $e = 100 \mu\text{m}$). Lorsqu'on s'éloigne de la grille, la température du canal diminue (figure I-6 (b))

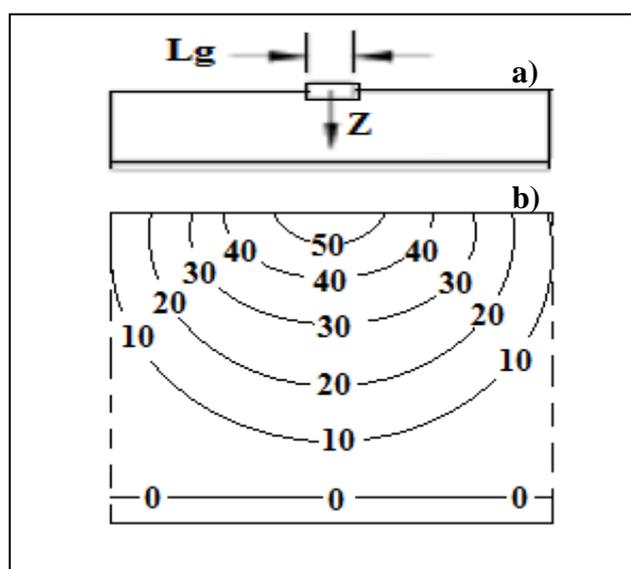


Figure I-6: (a), (b) Profil de température d'un MESFET GaAs ($L_g = 0.25 \mu\text{m}$, $e = 100 \mu\text{m}$) [45].

I-3 Paramètres influençant la température de fonctionnement

Dans les paragraphes suivantes nous présentons l'influence de la puissance dissipée, la tension de polarisation drain-source et celle de la distance radiale sous la grille, sur la température de fonctionnement.

I-3-1 Influence de la puissance dissipée

Plusieurs études montrent que la température de fonctionnement augmente lorsque la puissance dissipée augmente comme illustré dans la figure I-7 (a) et (b) conduisant à une diminution de la mobilité des électrons. Cela se traduit par une réduction de la puissance de sortie du dispositif ainsi que par une baisse de la fréquence de transition et la fréquence maximale d'oscillation. En résumé, une forte élévation de la température influence de façon importante les performances des transistors.

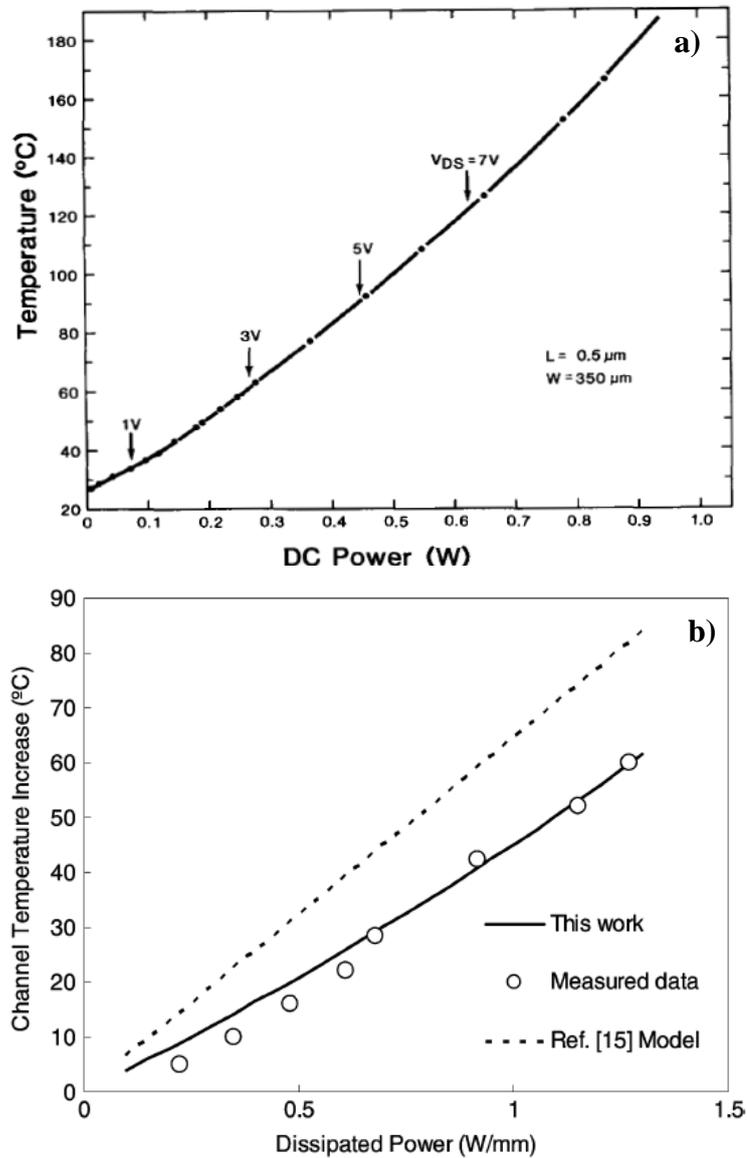


Figure I-7 : Influence de la puissance dissipée sur la température du canal (a) [48], (b) [47].

I-3-2 Influence de tension drain-source

L'effet de la tension drain-source sur la température de fonctionnement d'un transistor à effet de champ, MESFET, est un problème sérieux qui ne reçoit pas suffisamment d'attention dans la littérature scientifique. La figure I-8 montre les variations de la température du fonctionnement (mesuré près du contact de drain d'un MESFET GaAs) en fonction de la tension drain-source à $t=20$ ps. A faible tension de drain-source ($< 0,8$ V). On constate une lente augmentation de la température de jonction. Par contre, pour une tension de drain-source supérieure à $0,8$ V, l'augmentation de la température devient considérable [46]. Physiquement, ce phénomène peut être interprété par l'accumulation importante d'électrons côté drain-grille.

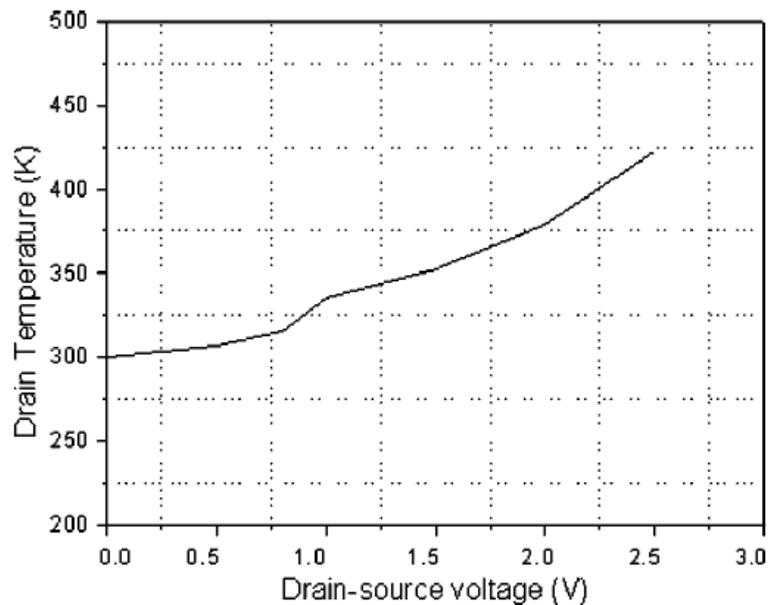


Figure I-8 : Variation de la température près du drain en fonction de V_{ds} , $V_{gs}=-0.5$ V et $t = 20$ ps [46].

I-3-3 Influence de la distance radiale sous la grille

La relation I-19 indique que la température diminue d'une façon logarithmique à une distance Z sous la grille [45]. Ainsi, la température mesurée à une distance de quelques micromètres à partir de la grille sera très différente de celle mesurée à son bord. La figure I-9 représente les variations de la température du canal en fonction de la distance radiale, Z , sous la grille. On constate que lorsque la distance radiale Z augmente, la température du canal décroît.

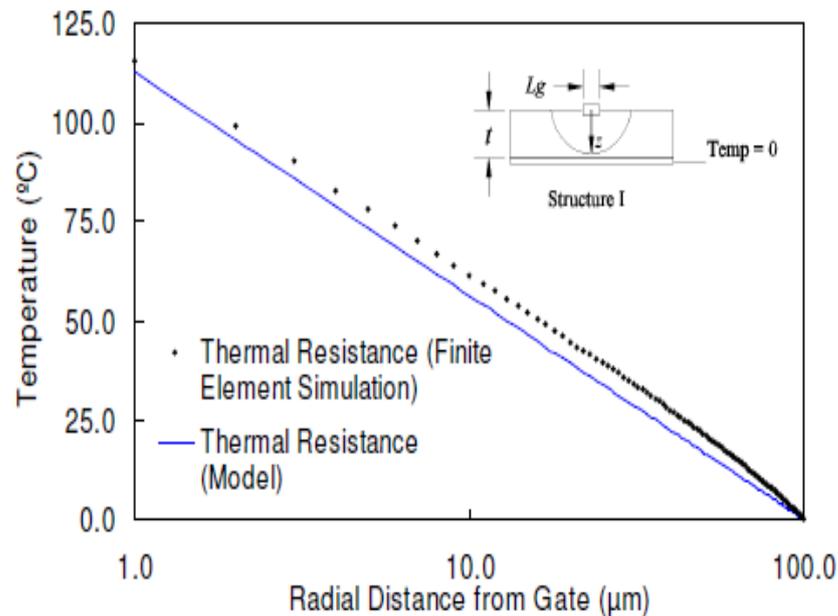


Figure I-9 : Relation entre la température du canal et la distance radiale sous la grille pour un MESFET GaAs ($L_g=0.25 \mu\text{m}$, $W_g=250 \mu\text{m}$, $e=100 \mu\text{m}$, $K=0.52\text{W/cm}^\circ\text{C}$ [45]).

I-4 Conclusion

L'effet thermique des MESFETs ainsi que les phénomènes principaux qui sont à l'origine de l'apparition de l'échauffement et qui affectent négativement les performances de ces composants ont été présentés. L'auto-échauffement d'un transistor se traduit par une puissance dissipée qui augmente avec la température. Ceci conduit à la diminution de la mobilité des électrons du canal conducteur. Par conséquent, leur vitesse devient plus faible, le courant de drain diminue conduisant à une réduction de la conductivité électrique et une augmentation de la conductivité thermique.

Aussi, la conductance de sortie, qui est proportionnelle à la vitesse de saturation et à la mobilité des électrons, est affectée. Elle décroît lorsque la température augmente. De même, la tension de seuil décroît lorsque la température augmente. Par contre, le niveau de bruit basse fréquence augmente avec la température. Ceci constitue une limitation sérieuse à l'utilisation des MESFETs dans les domaines de l'amplification large bande.

Dans ce chapitre, quelques modèles relatifs aux variations thermiques des caractéristiques $I(V)$, des paramètres petits signaux tels que la transconductance et la conductance de sortie ainsi que la température de fonctionnement sont présentés. Également, l'influence de différents paramètres (V_{ds} , P_d , Z , etc.) sur la température de fonctionnement a été étudiée. Il a été constaté que lorsque cette température croît avec l'augmentation de la puissance dissipée et de la polarisation grille-source. Par ailleurs, l'augmentation de la distance radiale sous la grille conduit à une diminution de la température de fonctionnement.

Chapitre II

Techniques de Mesure de la température de fonctionnement et paramètres influents

La température de fonctionnement a des conséquences importantes sur la performance et la fiabilité des dispositifs semi-conducteurs. Par exemple, la vitesse ou la fréquence maximale de fonctionnement, d'un microprocesseur diminue généralement lorsque la température augmente et le gain ou la transconductance d'un transistor peuvent soit augmenter ou diminuer lorsque la température augmente, selon le type du composant et les conditions de fonctionnement. Il est aussi communément admis que la marge de sécurité ou la fiabilité d'un dispositif semi-conducteur diminue quand la température augmente [1].

Il existe de nombreuses techniques de mesure de la température à l'intérieur d'un dispositif semi-conducteur ou d'un circuit. Une grande variété de phénomènes électriques et optiques associés à des matériaux semi-conducteurs sont sensibles à la température et donc peuvent être utilisée comme thermomètres ou testeurs. Dans ce chapitre nous décrirons quelques techniques de détermination de la température de fonctionnement des composants semi-

conducteur et celles spécialement utilisées pour les MESFETs. Ensuite, nous nous intéressons à la corrélation entre la résistance thermique et la température de fonctionnement du composant. Enfin, nous abordons l'influence de certains paramètres (la puissance dissipée, les paramètres géométriques, etc.) sur la résistance thermique

II-1 Méthodes électriques

Plusieurs propriétés électriques des dispositifs semi-conducteurs et des CIs peuvent avoir de forte relation avec la température. Les caractéristiques I(V) de la jonction pn, sa tension de seuil, le courant de fuite et le gain des MESFETs, pour n'en nommer que quelques-uns, sont des exemples de paramètres électriques sensibles à la température. Bien entendu, une mesure soignée de l'une de ces quantités peut être également utilisée pour déduire la température de fonctionnement d'un dispositif à semi-conducteur [2].

II-1-1 Méthode de Fukui

L'augmentation de température dans un dispositif est habituellement considérée en termes de résistance thermique qui est dépend de nombreuses variables [3]. La caractéristique I(V) est probablement le paramètre électrique le plus couramment utilisé pour mesurer la température d'un dispositif semi-conducteur. Fukui en 1980, dans sa technique, il utilise les caractéristiques I(V) d'une diode à barrière Schottky qui varie avec la température. Ce n'est pas une nouvelle idée ; une méthode similaire a été communément utilisée pour les transistors bipolaires [4]. Plus récemment, une technique de ce type a été proposée pour les FETs GaAs par Siegal [5]. Également, cette dernière a été développée via la même procédure.

En effet, il est bien établi que pour $V > 3 k_B T/q$, la densité du courant, J, s'écrit dans [6] :

$$J = A^* T^2 \exp\left[\frac{qV_{bi}}{k_B T}\right] \exp\left[\frac{qV}{nk_B T}\right] \quad \text{II-1}$$

Où A^* est la constante de Richardson, n le facteur d'idéalité et V la tension de polarisation appliqué, l'expression II-1 peut être réécrite comme suit :

$$V = nV_{bi} - \frac{nk_B T}{q} \left[2 \ln T - \ln \frac{J}{A^*} \right] \quad \text{II-2}$$

Pour une valeur modérée de J, dans le cas où n peut varier en fonction de T, on peut s'attendre que V diminue presque linéairement avec l'augmentation de la température. La figure II-1

représente une variation typique de la tension de grille V_{gs} mesurée en fonction de la température du canal, T_{ch} , pour un FET GaAs.

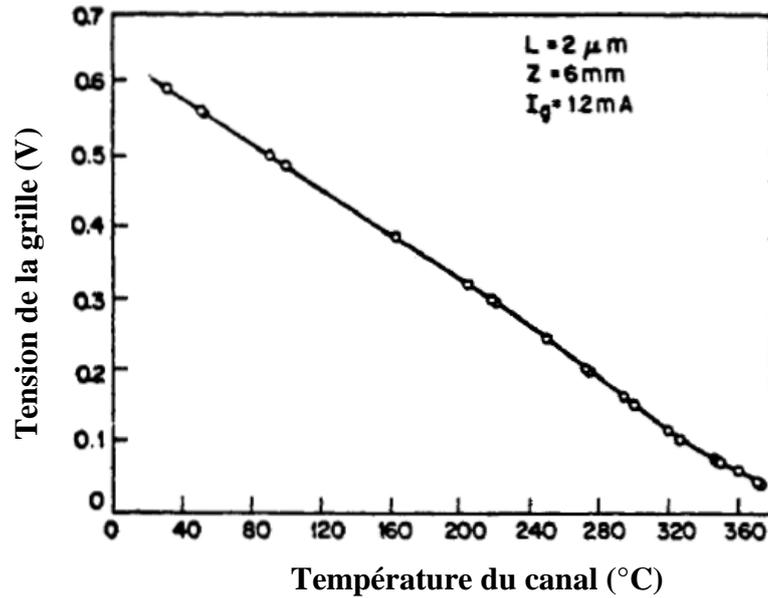


Figure II-1 : Variations de V_{gs} en fonction de T_{ch} [3]

Dans cette méthode, le FET GaAs sous test est polarisé au niveau du drain par une tension d'impulsion, V_{ds} , avec un facteur de fonctionnement, D . la puissance dissipé P_d est donnée par :

$$P_d = D \cdot V_{ds} \cdot I_s \quad \text{II-3}$$

Où I_s est le courant de la source contrôlée. La température du canal est déterminée à partir de la tension V_{gs} mesurée pendant le cycle d'arrêt de l'impulsion ; grâce à l'étalonnage en utilisant la figure II-1

La température du boîtier T_{ca} est mesurée par thermocouple fixé au boîtier de l'échantillon. La résistance thermique, R_{th} , obtenue est mise sous la forme suivante :

$$R_{th} = \frac{T_{ch} - T_{ca}}{P_d} = \frac{T_{ch} - T_{ca}}{D V_{ds} I_s} \quad \text{II-4}$$

La figure II-2 montre la partie essentielle de l'appareil de mesure. L'échantillon est alimenté avec un courant de grille, I_g , constant dont la valeur peut être choisie par unité de surface approximativement 10 A/cm^2 . Une tension d'impulsion, V_{ds} , de période $500 \mu s$ est appliquée entre le drain et la source avec un D de 99 %. La tension V_{ds} et le courant de source, I_s , sont contrôlés par un oscilloscope et mesurés par un voltmètre numérique. La valeur du courant de grille, I_g , est mesurée pendant le cycle de fonctionnement de l'impulsion.

L'amplificateur principal d'attaque a été construit en utilisant un transistor FET GaAs avec une source dite suiveuse. Cet amplificateur est commandé par un générateur d'impulsions de faible puissance. La tension V_{ds} de l'échantillon varie selon le changement de la tension continue de l'amplificateur principal. Le courant de drain de l'échantillon est automatiquement déterminé par une valeur positive de V_{gs} pendant le cycle de fonctionnement de l'impulsion.

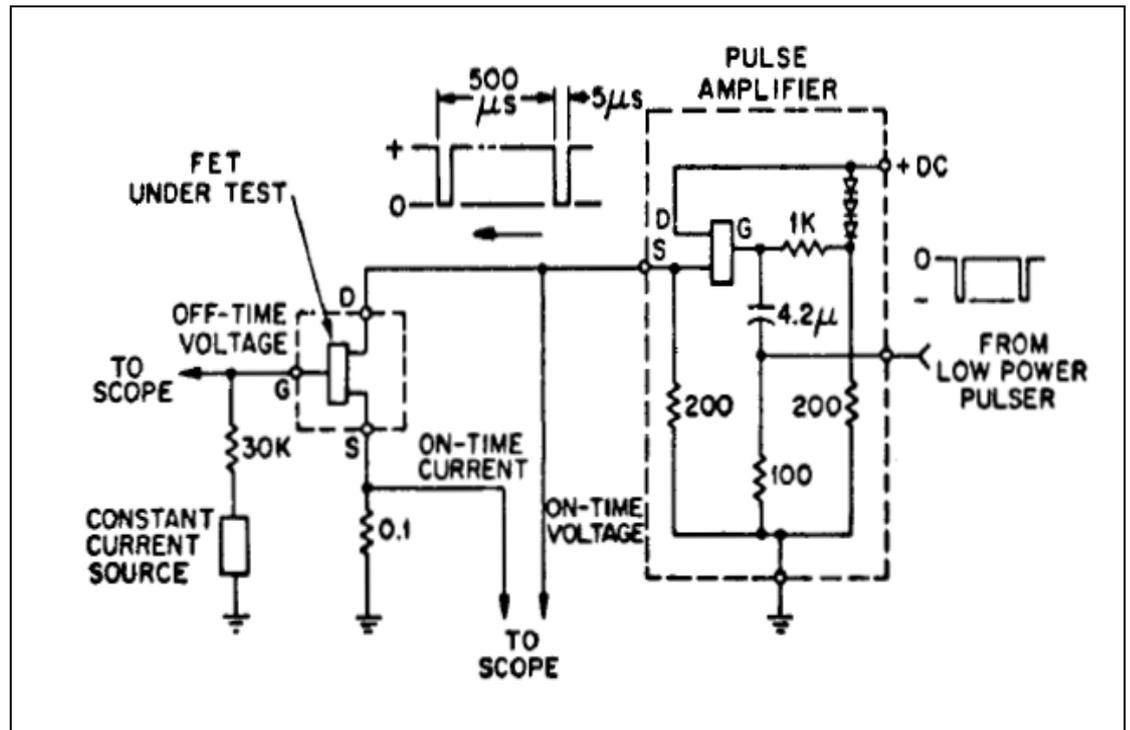


Figure II-2 : Partie essentielle de l'appareil de mesure [3]

II-1-2 Méthode électrique en continue

Dans la méthode électrique en continue, connue dans la littérature sous le nom de "DCEM" (DC Electrical Method), la résistivité de la grille métallique est utilisée dans la détection de la température d'un MESFET. La procédure de mesure est constituée de deux étapes: [7] (i) l'étalonnage de l'élément sensible à la température et (ii) La mesure de l'élément sensible à la température à plusieurs conditions de puissance en courant continu, permettant ainsi la détermination de la température pour chaque réglage de puissance et la résistance thermique sera déduite directement des données précédentes.

La méthode DECM utilise des instruments de mesure simples et permet d'obtenir avec une grande précision la détermination de la résistance thermique. La procédure de mesure est

particulièrement simple et utilise seulement l'instrumentation en courant continu. Également, le dispositif peut mesurer dans un environnement où les impédances à haute fréquence peuvent être bien contrôlées de telle sorte que les oscillations sont évitées. Un autre avantage de la DCEM est qu'elle peut être appliquée sur une large gamme de température (d'autres méthodes ont des températures limitées). Par ailleurs, la DCEM donne des valeurs moyennes de la résistance thermique, qui sont exactement requis dans la conception de circuits [7].

En considérant la connexion électrique représentée dans la figure II-3, pendant l'étape d'étalonnage, la source (S) et le drain (D) ne sont pas connectés. Une source de courant constant est connectée à chaque extrémité de la bande étroite de grille (contact G1 et G2 dans la figure II.3), et un fort courant I_g traverse la grille. La tension continue aux bornes de la largeur de grille, notée V_{th} , est contrôlée à l'aide d'un voltmètre à haute impédance d'entrée. Le composant est placé soit dans un four ou sur une plaque chauffante, et V_{th} est comptabilisé sur une gamme de température prédéterminée (25°C à 125 °C dans l'exemple ci-dessous). Pour mesurer la résistance thermique, la borne de source est mise à la terre, le drain est polarisé avec une tension V_{ds} et V_{gs} reste constante ($V_{gs} = 0$ V, dans le cas le plus simple). Le courant de drain, I_{ds} , est mesuré en fonction de V_{ds} (il est possible de prendre une tension, V_{gs} , différente de zéro, à condition que le courant de fuite de grille reste faible).

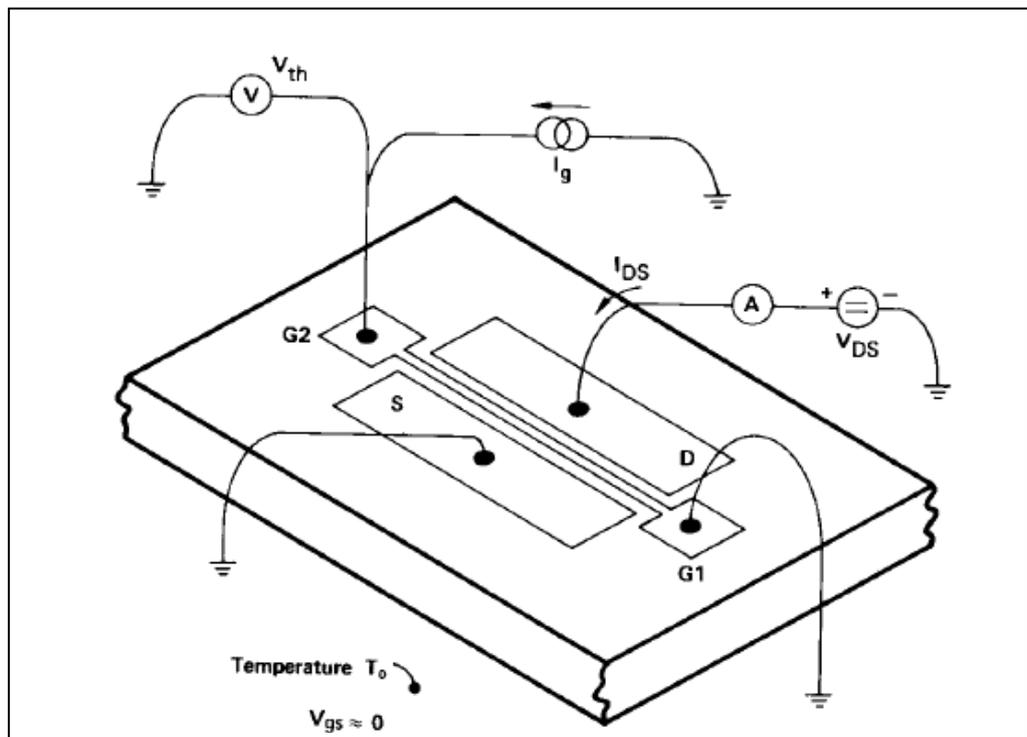


Figure II.3 : Connexions électriques requis pour réaliser le DCEM [7].

La puissance dissipée en continue est donnée par : $P_d = V_{ds} \cdot I_{ds}$. La lecture de V_{th} pour chaque réglage de puissance, en continue, permet de déterminer la puissance en fonction de la température du canal. Ainsi, la résistance thermique statique est définie par :

$$R_{th} = T_{ch} - T_d / P_d \quad \text{II-5}$$

Où T_d est la température référence (sur la Fig. II-3, T_d est la température du dissipateur thermique).

La figure II-4 représente la courbe d'étalonnage pour un MESFET (implantation ionique). Un courant I_g constant et égale à 0.4 mA a été utilisé pour contrôler la résistance de grille. Notons que l'amplitude de V_{th} varie de 22 à 28 mV.

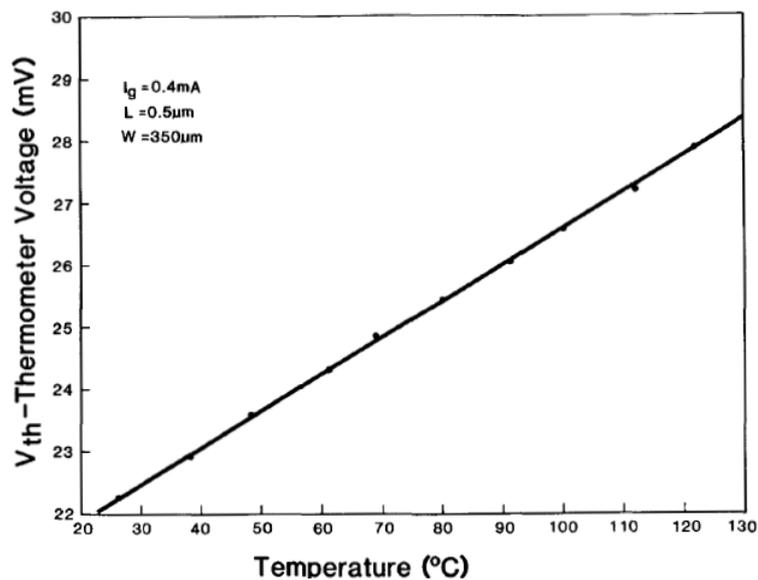


Figure II-4 : Courbe d'étalonnage pour la technique DCEM : V_{th} en fonction de T_{ch} [7]

D'après les méthodes électriques, la température du composant est pratiquement la même dans toute les régions de la jonction. Ces techniques sont souvent utilisées comme outil de diagnostic, à la fin du processus de fabrication dans le contrôle de qualité. Cependant il ya deux inconvénients [3, 8-9] :

- ✓ La relation entre T_{ch} et V_{gs} est une moyenne modérée inconnue du profil de distribution de la température sur le composant. En particulier, la valeur de T_{ch} mesurée à certaines tensions V_{gs} peut être entachée d'erreurs. Autrement dit, beaucoup plus faible que la température réelle maximale [10].
- ✓ Les zones les plus chaudes ne peuvent pas être identifiées et aucune information n'est disponible sur les profils de température.

II-2 Méthodes optiques

La température, d'un composant semi-conducteur peut être détectée par des méthodes optiques. Dans ces techniques, les objets émettent spontanément un rayonnement dont l'intensité et le spectre dépendent de la température (rayonnement infrarouge). Le composant semi-conducteur interagit avec le rayonnement incident par l'absorption et la réflexion. Les rayonnements, réfléchis par le composant, donnent des informations sur sa température [1].

II-2-1 Spectroscopie Raman

La détermination de la température par spectroscopie Raman est basée sur la dépendance de la température et de la fréquence des phonons (oscillations des atomes dans le réseau cristallin). Comme les phonons sont des vibrations réticulaires, toute variation de température conduit à un changement dans la fréquence des phonons, la relation entre ces derniers est [11] :

$$\Delta\omega = \omega_0 - \frac{A}{\exp\left[\frac{B\hbar\omega_0}{k_B T}\right] - 1} \quad \text{II-6}$$

Où ω_0 est la fréquence des phonons, et \hbar est la constante de Planck, A et B des paramètres de fitting dépendants du matériau [1], [12-15].

Plusieurs chercheurs utilisent cette méthode pour déterminer la température du canal de différents composants : MESFET, HEMT, MOSFET et d'autres composants à semi-conducteur [16-19].

La figure II-5 montre les profils de température mesurée entre le drain et la source du HFET AlGaIn/GaN, obtenus par Raman thermographie [20]. Le composant fonctionne à une polarisation source-drain (V_{ds}) de 10 à 20 V. Les pics de température se produisent clairement à la limite de la grille, côté drain et allant de 80 à 130 °C pour les densités de puissance étudiées de 7 à 12,75 W / mm, respectivement (figure II-5 (a)).

Ces pics de température sont corrélés avec la zone de champ maximal et la puissance dissipée [21]. La Fig II-5 (b) montre les profils de température relevés à la surface du dispositif correspondants aux températures de canal. Le pic de la température du canal atteint 210 °C à 2,6 W.

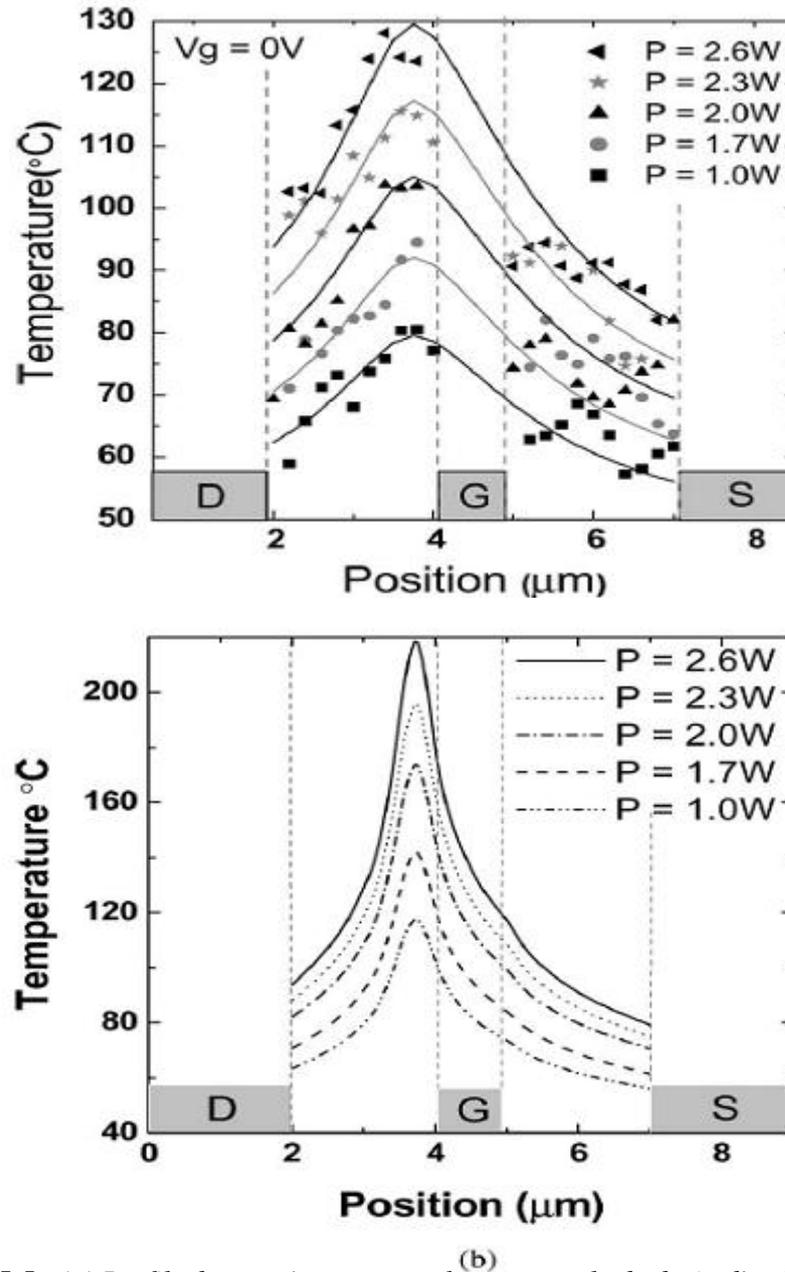


Figure II-5 : (a) Profils de température entre la source et le de drain d'un HFET AlGaN / GaN sur un substrat SiC, mesurée par micro-Raman thermographie. (b) profils de température extraites à la surface du dispositif [20].

II-2-2 Thermographie infrarouge

Les mesures de température utilisant la thermographie infrarouge sont basées sur l'acquisition de l'intensité du rayonnement thermique [11]. Cette technique est souvent la méthode optique la plus couramment utilisée pour mesurer la température [22-26]. Une partie du spectre du rayonnement infrarouge naturellement émis est utilisée pour déterminer la température. Cette méthode est la seule technique optique qui a la facilité d'utilisation d'instrumentation commerciale disponible. L'émittance spectrale W (Watt/m^3), d'un corps noir en fonction de la

longueur d'onde, λ (μm), et la température, T est donnée par la loi de Planck du rayonnement [1] :

$$W = \frac{2\pi\hbar C^2}{\lambda^5 \left\{ \exp\left(\frac{\hbar C}{\lambda k_B T}\right) - 1 \right\}} \quad \text{II-7}$$

Où C est la vitesse de la lumière ($3 \cdot 10^8$ m/s). Ainsi, en mesurant les rayonnements totaux émis à partir d'un corps, la température peut être déterminée [1]. La résolution spatiale est généralement limitée, par ce que la longueur d'onde du rayonnement détecté dans les systèmes commerciaux est aussi limitée ($3\mu\text{m}$ - $5\mu\text{m}$). [1].

L'analyse thermique des composants polarisés est effectuée au moyen d'un microscope infrarouge (IR), ayant une haute résolution et contrôlé par ordinateur. Ce dernier effectue automatiquement les calculs d'émissivité de surface et corrections et permet une meilleure sensibilité à la température de $0,5$ °C et une résolution spatiale de $15 \mu\text{m}$. Le microscope fournit des cartes numériques (128×128 pixels) et des profils de ligne. Les valeurs moyennes de la température sur les zones définies arbitrairement de la puce peuvent également être calculées [10].

La figure II-6 représente une cartographie de la température, d'un composant MESFET polarisé avec une puissance dissipée $P_d = 640$ mW et une température du boîtier $T_{ca} = 24.8$ °C. Il est facile de constater que dans les zones actives, la puissance dissipée induit une augmentation non uniforme de la température. Par ailleurs, des gradients de température sont présents dans le composant [10].

En particulier, les zones les plus chaudes apparaissent entre les couples de grille 1-2 et 3-4 ; les grilles 1 et 2 beaucoup plus chaudes que les grilles 3 et 4. En revanche, les sources sont les plus froides, soit une augmentation faible 10 à 15 °C par rapport à la température du boîtier [10].

Par ailleurs, d'autres MESFETs GaAs avec quatre grilles examinées par microscopie IR montrent un comportement thermique assez homogène (des différents doigts de grille) avec de petites différences de température de grille à grille. La figure II-7 représente le profil de la température mesurée perpendiculairement aux doigts de grille.

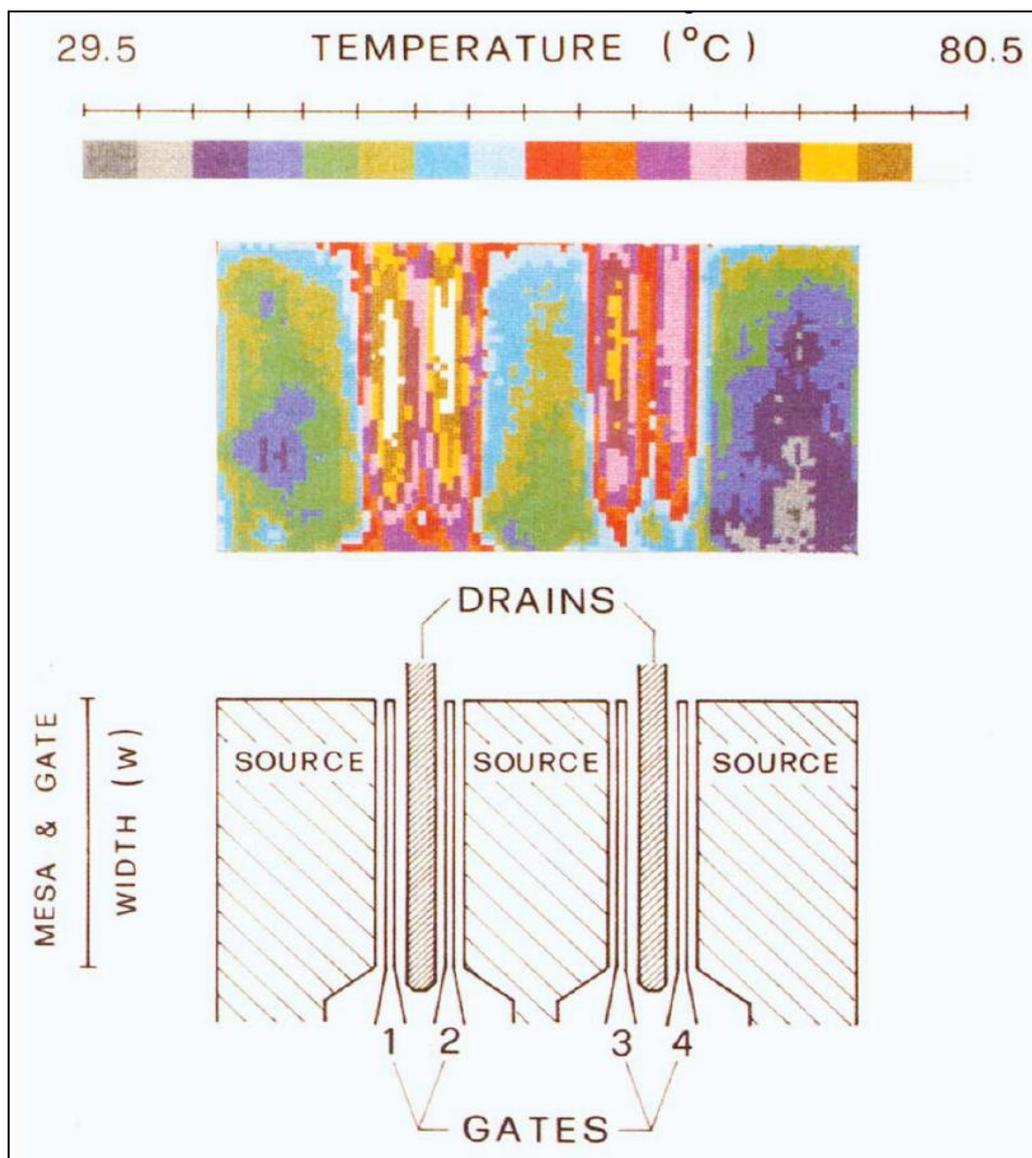


Figure II-6 : Carte de température obtenue par IR thermographie d'un MESFET multi grilles (4 grilles) : $R_{th}=85.1 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$, $P_d=640 \text{ mW}$, $T_{ca}=24.8^{\circ}\text{C}$ [10]

Les principales caractéristiques du profil de température présenté dans la figure II-7 sont les suivantes [10]:

- (i) D'importants gradients de température sont présents dans la zone active du composant.
- (ii) La température maximale est obtenue dans les zones de grille.
- (iii) Les températures des 4 grilles sont presque égales, la grille 2 étant légèrement plus chaude.

- (iv) De grandes différences de température sont observées entre les grilles et les adjacents drains (30-35 °C) et des zones des sources (45-50 °C).
- (v) La valeur du $T_{ch}(V_{gs})$, représentée par la ligne pointillée sur la figure, est proche de la température maximale mesurée dans le profil.
- (vi) La résolution latérale du microscope IR est appropriée pour la dimension des zones actives et prévoit une image claire des zones les plus chaudes dans le composant.

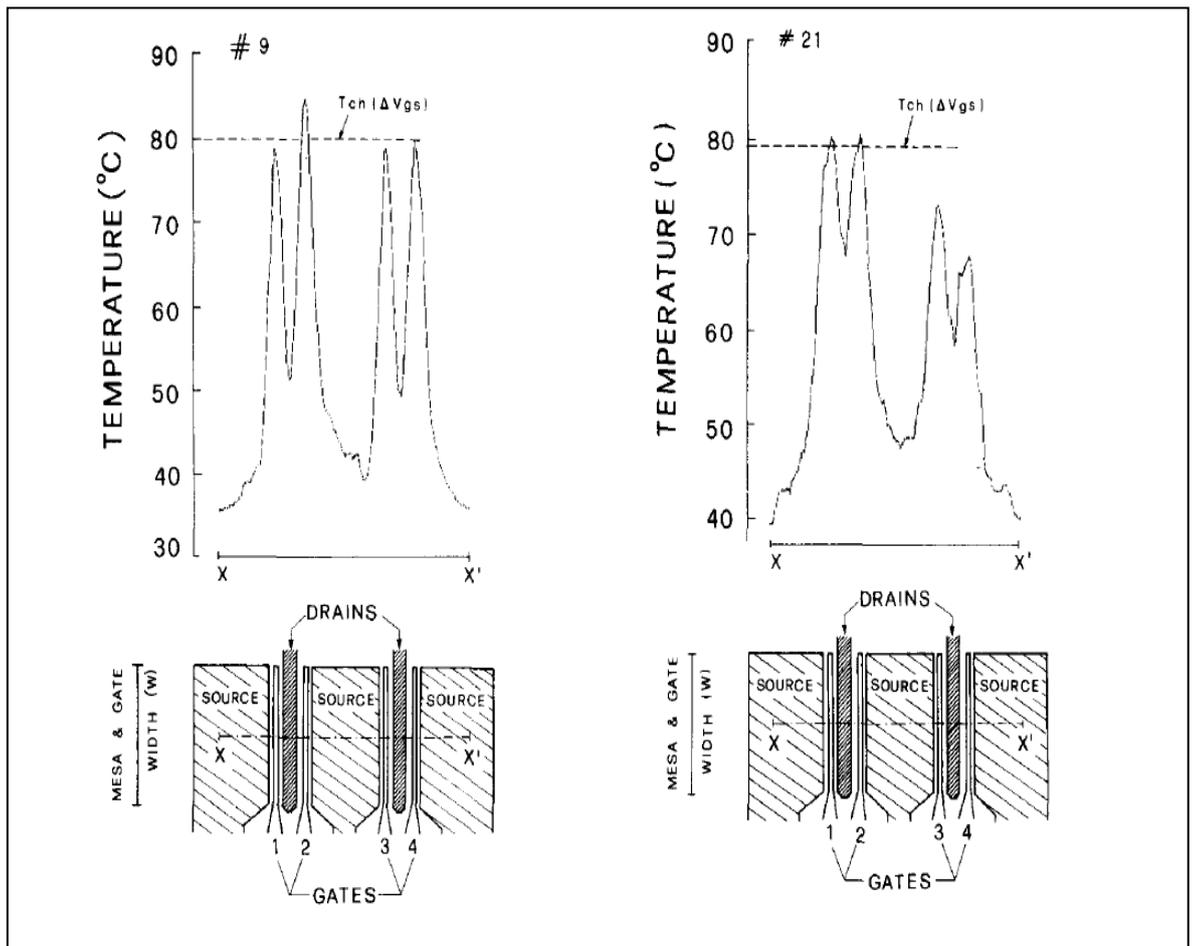


Figure II-7 : Profil de température mesuré perpendiculaire d'un MESFET de 4 grilles (a) MESFET type1 et (b) MESFET type 2 [10]

II-2-3 Luminescence

La luminescence est l'émission de rayonnement due à une stimulation externe, par exemple un champ électrique ou par photo excitation. Le rayonnement émis est dû à la recombinaison d'électrons et de trous se produisant dans des matériaux à gap directe. Pour le GaAs, les variations du gap en fonction de la température sont données par [27]:

$$E_g = 1.519 - 5.405 \cdot 10^{-4} \frac{T^2}{(T+204)} \quad \text{II-8}$$

Où l'énergie est donnée en eV. Ainsi, le pic d'énergie de la luminescence dépend de la température. La source d'électrons et de trous peut se faire par injection à travers une jonction pn (électroluminescence) ou par une excitation optique externe (photoluminescence). L'électroluminescence [27] et la photoluminescence [28-30] ont été utilisées pour mesurer la température des dispositifs semi-conducteurs. Il est indiqué que [28-30] la résolution de la méthode de photoluminescence peut être de 0,5 μm à 1 μm . La luminescence est utile uniquement pour les semi-conducteurs à bande interdite directe tels que le GaAs.

II-3 Méthode de contact physique

Les méthodes de contact physique utilisent des points de contact, tels que des thermocouples, des sondes d'analyse thermiques et des revêtements, comme pour les techniques à cristaux liquides ou la thermographie phosphorique. Ces méthodes reposent sur un transfert d'énergie thermique ou de la chaleur du composant à semi-conducteur vers l'objet de contact. La nature de ce transfert d'énergie ainsi que la conduction de la chaleur sont des considérations importantes pour ces méthodes. La résolution spatiale est déterminée par la taille de la sonde ou du revêtement des particules utilisées. Le temps de réponse dépend également de celui de la sonde et des particules.

Les avantages de ces méthodes sont qu'ils peuvent avoir une très bonne résolution spatiale, inférieure à 100 nm, dans certains cas, et parmi les sondes optiques, les cartes de température peuvent être faites. Les inconvénients sont le fait que la surface de composant à mesurer doit être disponible pour la mise en contact (puces ainsi emballés ne peuvent être mesurés) et la réponse thermique dépend de la réponse de la sonde, qui peut être considérablement plus lente que celle du dispositif. Contrairement à la thermographie phosphorique, la méthode des cristaux liquides est beaucoup appréciée pour mesurer la température au niveau des puces [1].

Cela a été conçu comme une introduction aux méthodes génériques qui peuvent être utilisés pour mesurer la température d'un composant semi-conducteur. Le tableau II-1 regroupe les avantages ainsi les inconvénients de chaque méthode :

Méthode	Exemple	Avantages	Inconvénients
Électrique	<ul style="list-style-type: none"> ✓ I(V) ✓ V_T ✓ R_{th} 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Emballage du dispositif ✓ Aucun contact ✓ Potentiellement subsurface 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Moyenne ✓ Peut nécessiter un fonctionnement de dispositif spécial
optique	<ul style="list-style-type: none"> ✓ IR ✓ Raman ✓ Luminescence 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Cartographie de la température ✓ Aucun contact ✓ Bonne résolution spatiale 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Besoin vue de surface ✓ Potentiellement coûteux
Contacte physique	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Nanosonde à balayage ✓ Cristaux liquides ✓ thermographie phosphorique 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ cartographie de la température ✓ Résolution spatiale potentiellement élevé 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Besoin vue de surface ✓ Contacte peut perturber la température.

Tableau II-1 : Méthodes généraux pour mesurer la température du dispositif semi-conducteur [1]

II-4 Corrélation entre la résistance thermique et la température du canal

Généralement, un dispositif électronique subit une dégradation de ses performances lorsque sa température de fonctionnement augmente. L'élévation de température dans un dispositif est conventionnellement traitée en termes de résistance thermique. La relation entre cette dernière et la température est décrite dans la littérature [3] via la relation II-4.

II-4-1 Définition de la résistance thermique

La Résistance thermique d'un transistor, R_{th} , exprimée en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ permet de caractériser l'élévation de la température du composant par rapport à la température ambiante lorsque celui-ci est soumis à une excitation électrique. Cette résistance dépend de plusieurs paramètres caractéristiques du composant. Dans les paragraphes suivants, nous présentons et nous discutons l'influence de certains : température de fonctionnement, la puissance dissipée, paramètres géométriques, etc.

II-4-2 Paramètres influents la résistance thermique

a) Influence de la température fonctionnement

L'effet de la température de fonctionnement sur la résistance thermique, R_{th} , est représenté par la figure II-8 [3]. R_{th} a été déterminée comme indiqué sur la figure. Par exemple à 100°C , elle était égale presque 6°C/W . La résistance thermique augmente généralement avec l'augmentation de T_{ch} , ceci résulte d'une diminution de la conductivité thermique de GaAs lorsque la température augmente. Cependant au-delà d'une certaine T_{ch} , R_{th} tend à diminuer comme illustré dans la figure II-8. Cela est probablement dû à une augmentation considérable du courant de fuite circulant à travers la couche tampon et le substrat [3].

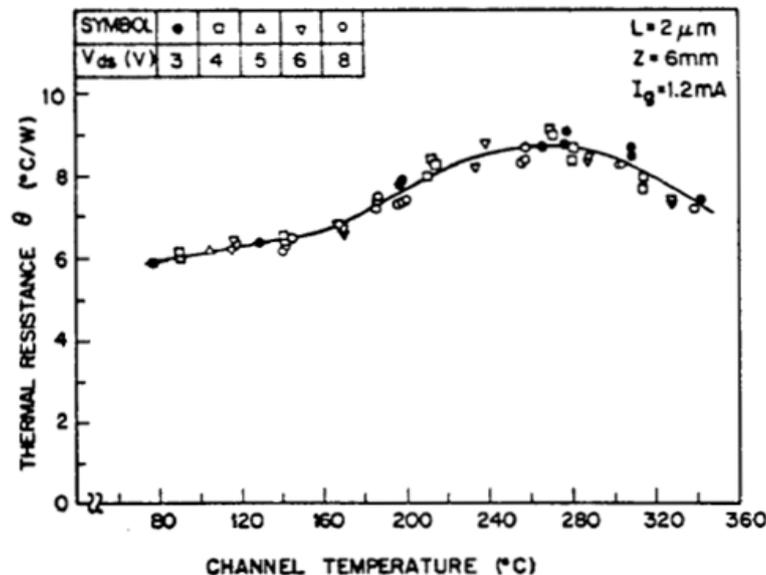


Figure II-8 : Variation de R_{th} en fonction de la température de fonctionnement d'un MESFET GaAs [3]

b) Influence de la puissance dissipée

La figure II-9 représente les variations de la résistance thermique en fonction de la puissance dissipée [7]. On constate que la résistance thermique R_{th} est :

- ✓ Plus faible lorsque le MESFET fonctionne en régime ohmique ($V_{ds} < 1\text{V}$).
- ✓ Augmente lorsque V_{ds} devient supérieure à 1 V.

Cette forte augmentation de la résistance thermique, qui apparaît en régime de saturation, peut être expliquée par la localisation du champ électrique longitudinal dans le canal [31]. Cette augmentation du champ électrique devrait causer l'augmentation de la R_{th} comme illustré dans la figure II-10.

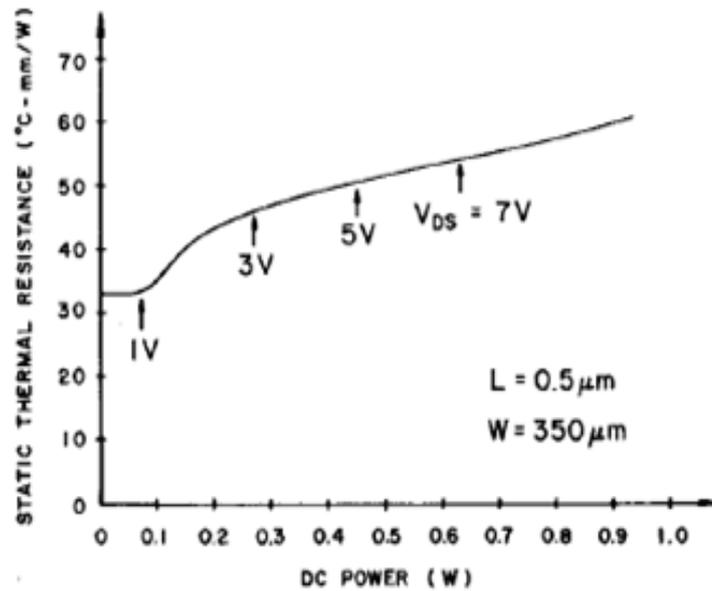


Figure II-9 : Variation de la résistance thermique en fonction de la puissance DC [7]

La figure II-10 montre clairement que le champ électrique atteint un pic plus important lorsque le dispositif fonctionne dans les conditions B à comparer aux conditions A (A et B correspondent respectivement au début du régime de saturation et plus loin dans la région de saturation) conduisant ainsi à une augmentation de la résistance thermique. Par ailleurs, une partie de cette augmentation peut être expliquée par la dépendance de la température avec la conductivité thermique du GaAs qui obéit à la loi suivante [3]:

$$K = 5.6T^{-0.87} \text{ (W / K mm)} \quad \text{II-9}$$

De même, d'autres études [32,33] sur plusieurs composants MESFETs montrent qu'une partie de l'augmentation de la R_{th} est due à la génération de la chaleur dans le canal, côté drain – grille.

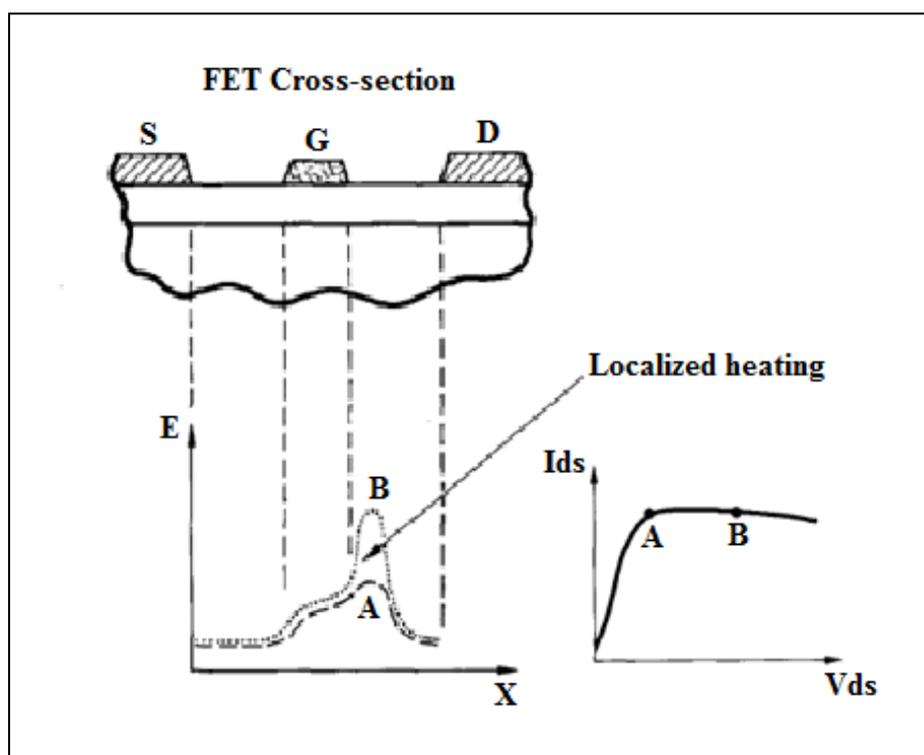


Figure II-10 : Champ électrique le long de canal de la source au drain déterminée par simulation (d'après Yamaguchi, Asai et Kodera [31])

c) Influence des paramètres géométriques

L'influence des paramètres géométriques sur la résistance thermique sont d'un grand intérêt pour le développement de composants à semi conducteurs [34-36]. Les figures II-11 (a), II-11 (b) et II-11 (c) représentent les variations de la résistance thermique en fonction de e (l'épaisseur du substrat), L_g (longueur de grille), et W_g (largeur de grille) respectivement. En constate que pour les différents travaux aussi bien expérimentaux [34-36] que par simulation des éléments finis:

- i) Une augmentation de R_{th} lorsque l'épaisseur du substrat e augmente.
- ii) Une augmentation de la largeur ou de la longueur de grille conduit à une diminution de R_{th} .

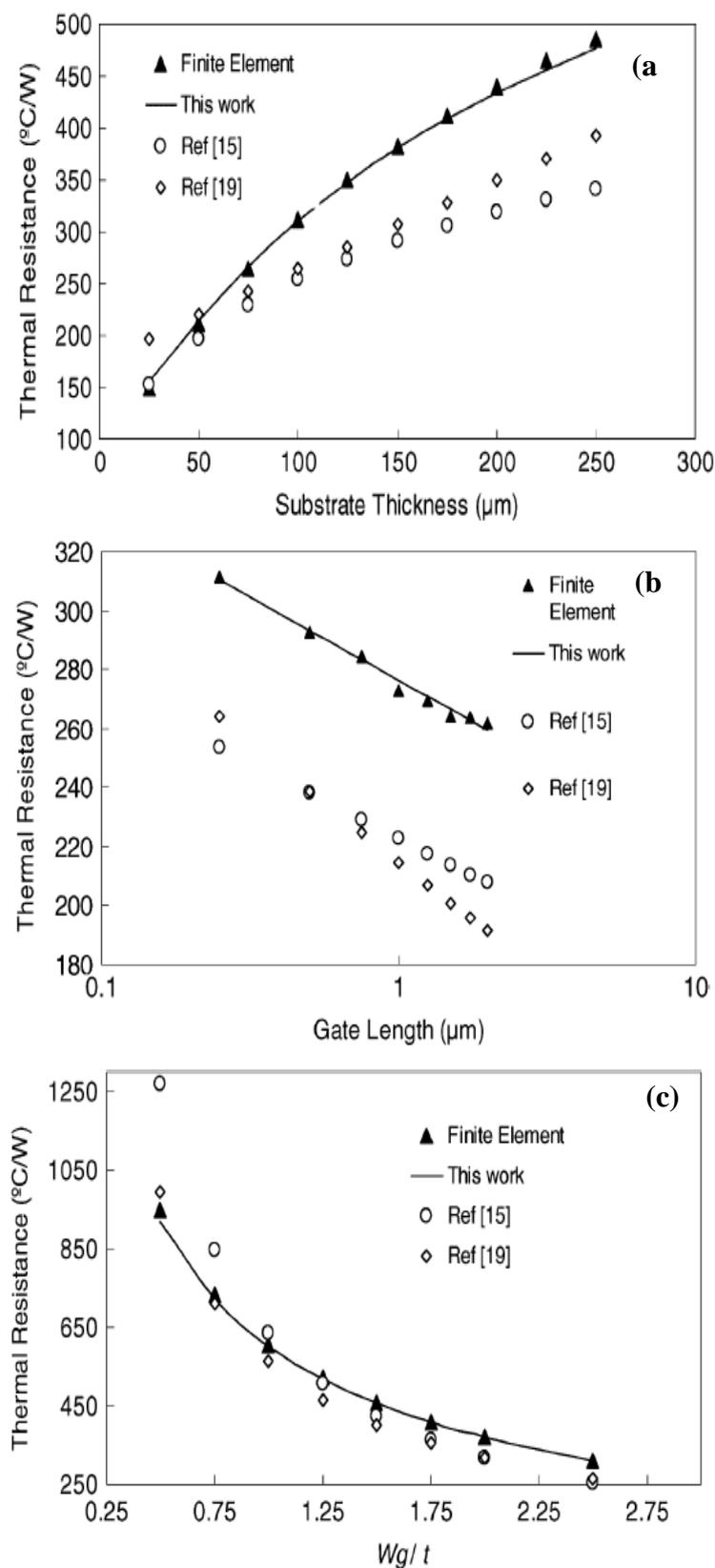


Figure II-11 : (a) Variation de $R_{th}=f(e)$, (b) variation de $R_{th}=f(l_g)$, (c) variation de $R_{th}=f(W_g)$ [36]

II-4 Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs techniques de mesure de la température du composant ont été présentées. Ces méthodes peuvent être classées en trois catégories : (i) électriques, (ii) optique et (iii) contact physique. Chaque méthode présente des avantages ainsi des inconvénients.

Les méthodes électriques sont couramment utilisées. Elles sont rapides et utilisent des équipements standards largement disponibles. La température de composant est déterminée à partir d'une relation entre l'auto-échauffement et la réduction du courant saturé. La précision de ces méthodes dépend des techniques d'étalonnage et les hypothèses fabriquées. Leur inconvénient est que les températures mesurées sont moyennes sur l'ensemble de la région active du dispositif.

Les méthodes optiques possèdent une haute résolution spatiale et mesurent des variations rapides de la température. Ainsi, des cartographies de la température de la surface d'un dispositif peuvent être facilement établies. Parmi ses inconvénients, l'accès optique au composant n'est pas toujours possible et l'équipement nécessaire est non seulement coûteux mais aussi difficile à utiliser.

Les méthodes de contact physique offrent la cartographie de la température. Également, elles possèdent la plus petite résolution spatiale de toutes les méthodes disponibles, inférieure à 100 nm. Le seul inconvénient est que le contact peut perturber la température.

La relation entre la résistance thermique et la température de fonctionnement a été aussi étudiée et présentée. L'influence de certains paramètres sur cette résistance a été considérée. Il est bon de retenir que la puissance dissipée et l'épaisseur du substrat conduisent à l'augmentation de la résistance thermique. Alors que l'augmentation de la longueur et de la largeur de grille mènent à sa diminution.

Chapitre III

Détermination de la Température Interne d'un MESFET GaAs Via le $g_d(f)$

Les MESFETs GaAs se caractérisent par d'excellentes performances : faible coefficient de bruit, haute conductivité thermique, simple technologie de fabrication, important gain pour applications micro-ondes. Également, ces composants à semi-conducteurs sont largement utilisés dans les amplificateurs pour des applications de communication [1-4]. Cependant, leur fonctionnement basses fréquences est souvent perturbé des anomalies telles que la dispersion fréquentielle de la transconductance, la conductance de sortie et l'hystérésis dans les caractéristiques I(V) [5-10]. Ces inconvénients limitent la conception des circuits intégrés et posent un problème sérieux pour beaucoup d'applications dans les circuits aussi bien analogiques que numériques [11 & 12].

Par ailleurs, étant donné que le MESFET est un dispositif unipolaire, l'effet fondamental de création de chaleur est majoritairement associé à l'effet Joule [13,14]. La chaleur est produite dans la région du canal due au flux de courant de drain et par conséquent à la puissance dissipée. La majeure partie de cette chaleur est produite sous la grille coté drain puisque cette région soutient la majeure partie de la tension drain – source, V_{ds} [12]. Ce processus auto-

chauffant peut avoir comme suite une différence de température aussi grande que 100°C entre le canal et le substrat [15]. Lorsque la tension V_{ds} augmente, on distingue plus de puissance dissipée dans le canal qui le rend plus chaud.

La mesure exacte de la température du canal des MESFETs est d'une importance capitale pour établir la température maximale de fonctionnement du composant, évaluer la fiabilité du composant et de comprendre les dégradations des performances et les mécanismes de défaillance. Ceci est particulièrement important pour les MESFETs GaAs de puissance utilisés dans les systèmes de télécommunication [16].

Comme indiqué dans le deuxième chapitre, il existe différentes méthodes pour mesurer la température de fonctionnement des transistors, la plupart de ces méthodes sont très compliquées et souvent très coûteuses. Dans ce chapitre, nous présentons une simple technique pour déterminer la température de fonctionnement d'un MESFET GaAs utilisant une étude comparative des résultats théoriques et expérimentaux de la dispersion fréquentielle de la conductance de sortie $g_d(f)$. L'accord entre la théorie et l'expérimentale permet d'obtenir la température interne du composant fonctionnant à une polarisation donnée. Cette étude est à la fois un moyen simple et original pour déterminer la température interne de l'auto-échauffement du composant qui est un facteur très important dans les domaines haute puissance et haute température. L'étude a été menée à différentes tensions de polarisation du composant et dans une large gamme de fréquence [10 Hz- 10^5 Hz].

III-1 Modélisation de l'effet thermique et fréquentiel dans les MESFETs GaAs

Le transistor MESFET GaAs, utilisé dans diverses applications, présente parfois des anomalies en basses fréquences, comme la dispersion fréquentielle de la conductance de sortie g_d , qui est dépendante de nombreuses variables : les conditions de polarisations, la structure du composant, la température et également la fréquence. Dans le paragraphe suivant nous présentons le modèle de Canfield et al et son application à l'effet d'échauffement.

III-1-1 Présentation du Modèle de Canfield et al

La conductance de sortie g_d varie avec la fréquence et la température, cette variation provoque des difficultés dans le fonctionnement des circuits intégrés. Ainsi un modèle exact de la conductance de sortie pour les MESFETs GaAs est essentiel pour les simulations des circuits. Dans ce contexte, Canfield et al, en 1990, proposent une expression analytique des variations de la conductance de sortie en fonction de la fréquence [12] :

$$g_d(f) = \frac{g_d(dc) \left\{ 1 + j2\pi f \left(\tau_e \frac{g_d(Hf)}{g_d(dc)} \right) \right\}}{(1 + j2\pi f \tau_e)} \quad \text{III. 1}$$

Où $g_d(dc)$ et $g_d(Hf)$ sont respectivement la conductance de sortie à basse et haute fréquence, τ_e est la constante de temps d'émission des électrons par des centres de pièges qui est une fonction de la température de fonctionnement du composant [17, 18] et exprimée par

$$\tau_e = \frac{1}{f_m} \quad \text{III. 2}$$

Avec:

$$f_m = \frac{\sigma v_{th} N_c}{g} e^{-E_a/k_B T_f} \quad \text{III. 3(a)}$$

$$f_m = A T_f^2 e^{-E_a/k_B T_f} \quad \text{III.3b}$$

Où :

f_m	Fréquence de déphasage maximal en relation avec les niveaux d'émission des pièges
A	Constante dépendante de la masse effective des porteurs
v_{th}	La vitesse thermique moyenne
σ	Le coefficient de capture
T_f	La température de fonctionnement
g	Facteur de génération du niveau (g=1)

Or, pour les pièges EL2 se trouvant dans le gap du GaAs, τ_e est relié à la température par la relation suivante [19] :

$$\tau_e \approx \frac{3.5 \cdot 10^{-8}}{T^2} \exp\left(\frac{9450}{T}\right) \quad \text{III. 4}$$

III-1-2 Application à l'effet d'échauffement

a) Observation de la différence entre la théorie et l'expérience

Dans cette étude nous avons mesuré expérimentalement les variations de la conductance de sortie g_d en fonction de la fréquence, utilisant un transistor MESFET GaAs de type commercial. Pour une polarisation $V_{ds} = 1$ V et $V_{gs} = -0.3$ V, dans gamme de fréquence [10 Hz-10⁵ Hz]. Nous avons comparé nos résultats expérimentaux à ceux calculés d'après le modèle de Canfield et al à température ambiante T=300 K dans les mêmes conditions de polarisation et de fréquence. Les résultats obtenus sont représenté dans la figure III. 1.

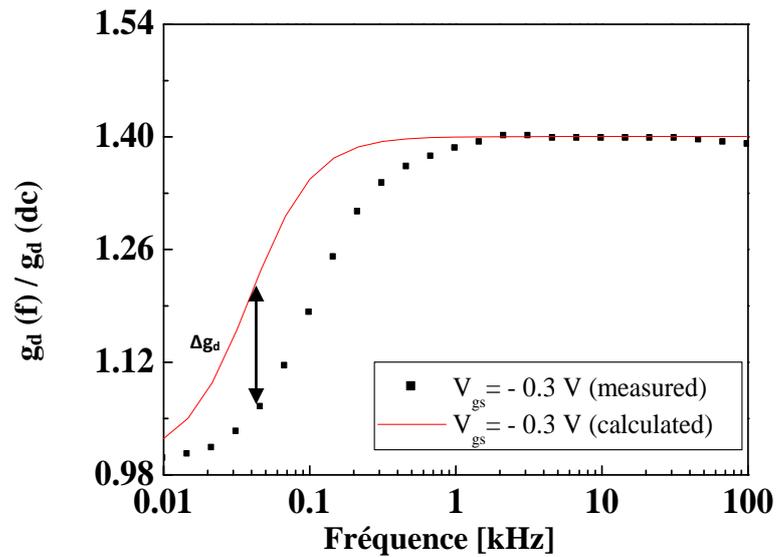


Figure III. 1 : Variations de $|g_d(f)/g_d(dc)|$ en fonction de la fréquence, obtenue à $T=300$ K, expérimental (■) et théorique (—) pour $V_{gs} = -0.3$ V

Nous avons constaté que :

- ✓ Aussi bien pour la théorie que pour l'expérience, une dispersion fréquentielle positive de la conductance de sortie est relevée pour $f \leq 4 \cdot 10^3$ Hz. Cependant pour $f > 4 \cdot 10^3$ Hz les valeurs de la conductance de sortie deviennent presque constantes et indépendante des variations de la fréquence.
- ✓ Une grande différence entre les valeurs calculées via le modèle théorique et les résultats expérimentaux à température ambiante, $T = 300$ K, dans les mêmes conditions.

Suite à ces observations, nous nous sommes intéressés à l'étude de cette différence entre. Nous avons commencé par la considération d'autres conditions de polarisation (différentes valeurs de V_{ds} et V_{gs}) et d'autre type de transistors et dans une large gamme de fréquence. Dans le paragraphe suivant nous présentons la méthodologie utilisée pour le développement de cette étude.

b) Méthodologie de travail

La méthodologie de travail est basée sur la comparaison entre les résultats des mesures et les valeurs calculées. Pour la simulation théorique nous avons utilisé l'expression analytique de la conductance de sortie g_d proposée par Canfield et al, relation III.1. Cette relation explicite que la conductance de sortie est dépendante de la fréquence et de la température. C'est un nombre complexe qui admet un module et une phase. Expérimentalement, nous mesurons le

module de la conductance de sortie. Ainsi, afin de pouvoir comparer les résultats expérimentaux et ceux simulés, il devient nécessaire de déterminer le module de l'expression III. 1. De plus, pour une mise en forme pratique afin de faciliter les calculs et la comparaison, nous avons pensé à travailler en valeur relatives. En conséquence, la valeur de la conductance de sortie est normalisée à celle obtenue à la plus basse fréquence, $g_d(dc)$. Finalement, la relation utilisée dans les calculs de $g_d(f)$ dans toute la gamme de fréquence est la suivante :

$$\left| \frac{g_d(f)}{g_d(dc)} \right| = \sqrt{\frac{1 + 4\pi^2 f^2 \left(\tau_e \frac{g_d(Hf)}{g_d(dc)} \right)^2}{1 + 4\pi^2 f^2 \tau_e^2}} \quad \text{III. 5}$$

Dans cette investigation, la première fréquence de mesure est de 10 Hz. Donc, nous commençons tout d'abord par le calcul de la valeur de la conductance de sortie à cette fréquence, $g_d(10 \text{ Hz})$. Ensuite, en utilisant la relation III. 5, nous déterminons $g_d(f) / g_d(10 \text{ Hz})$ sachant que $g_d(Hf)$ est calculé pour chaque polarisation. Les mesures ont été menées dans la même gamme de fréquence. La comparaison entre les résultats expérimentaux et calculés permet d'obtenir la température de fonctionnement du transistor.

Les étapes de calcul sont résumées par l'organigramme de la figure III. 2. Elles consistent à :

- ✓ Calculer à température ambiante, $T=300 \text{ K}$, la dispersion fréquentielle de la conductance de sortie dans la gamme de fréquence utilisée pour les mesures;
- ✓ Déterminer l'écart, Δg_d , entre les résultats calculés et ceux déterminés expérimentalement, défini par :

$$\Delta g_d = g_d(f)/g_d(10 \text{ Hz})_{\text{Calculé}} - g_d(f)/g_d(10 \text{ Hz})_{\text{Mesuré}} \quad \text{III. 6}$$

- ✓ Analyser l'écart : Si Δg_d tend vers une valeur nulle, la température déduite est celle du fonctionnement du composant. Si non, nous augmentons la température et nous reprenons la procédure.

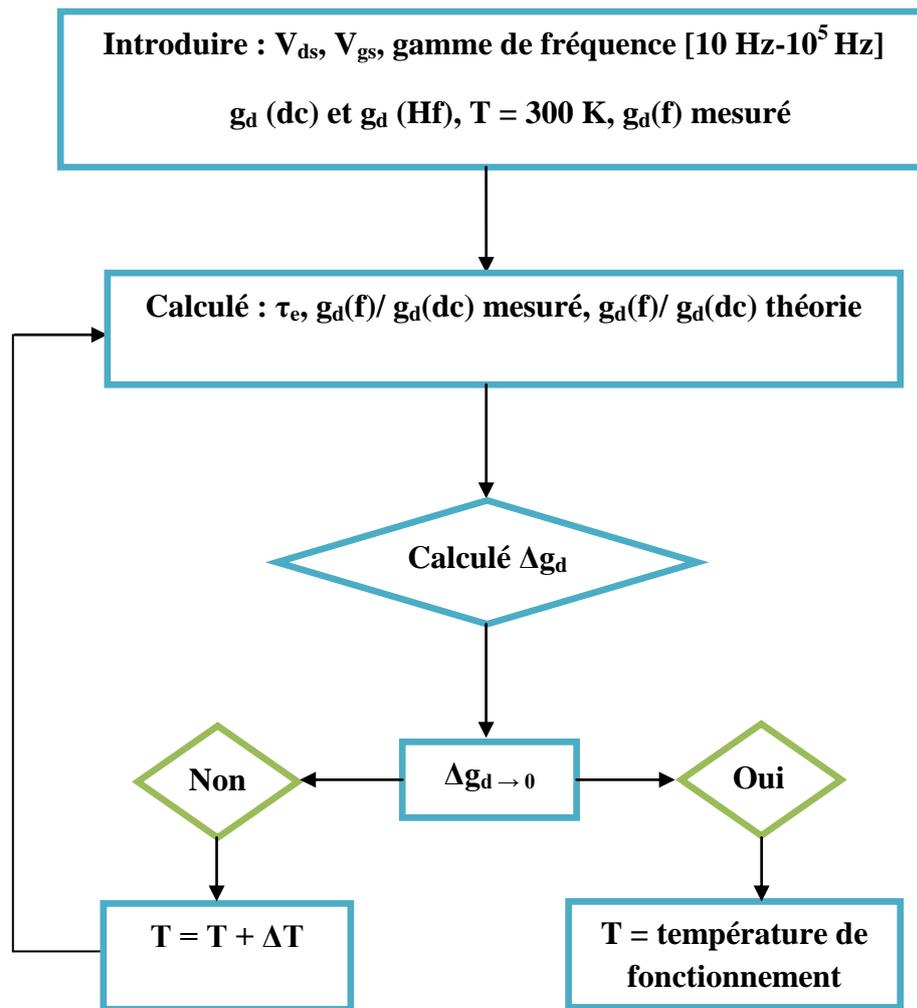


Figure III. 2 : Organigramme des étapes de simulation

III-2 Résultats

III-2-1 Influence de la température et de la fréquence sur l'écart entre les valeurs calculées et mesurées

Par application de la méthodologie précédemment décrite, nous avons tout d'abord mesuré, expérimentalement à température ambiante, 300 K, la dispersion fréquentielle de la conductance de sortie. Les résultats obtenus sont comparés à ceux calculés dans les mêmes conditions pour étudier l'écart entre les valeurs calculées et mesurées, Δg_d , défini par la relation III. 6. La figure III. 3 (a) représente les variations de Δg_d à $V_{ds} = 1$ V et $V_{gs} = -0.2$ V, pour différentes valeurs de fréquence: $f = 10, 20, 10^2, 10^3$ et 10^4 Hz.

On remarque que pour :

- ✓ Les faibles valeurs de fréquence, $f < 10^3$ Hz, cet écart décroît avec l'augmentation de la température jusqu'à une valeur minimale, qui sera étudiée dans les paragraphes suivants. Ensuite, il change de pente.
- ✓ $f \geq 10^3$ Hz, Δg_d est presque constant dans toute la gamme de température et sa valeur est pratiquement nulle.

La même étude a été effectuée pour d'autres valeurs de V_{gs} (-0.3, -0.35, -0.4, -0.45 & -0.6 V). On relève les mêmes variations que celles constatées à $V_{gs} = -0.2$ V. Pour $f \geq 10^3$ Hz, Δg_d est presque constant quelle que soit la valeur de la température. Ainsi, nous pouvons conclure que l'effet de la température peut être négligé en hautes fréquences. Ceci peut confirmer que (i) la dispersion fréquentielle a pour origine l'existence des états de surface et (ii) les pièges ne peuvent pas suivre le signal rapide.

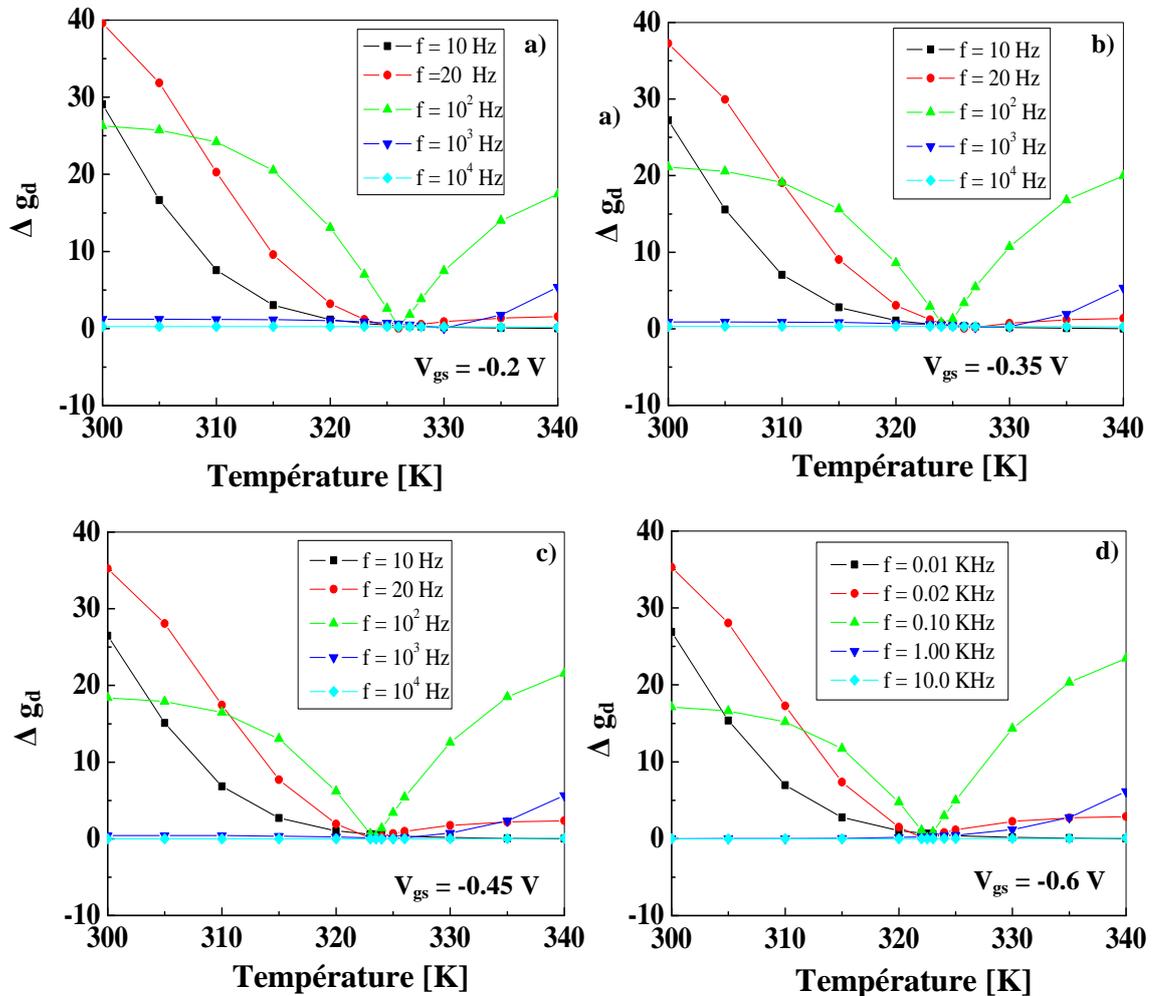


Figure III. 3 : Variation de Δg_d en fonction de la température à $V_{ds} = 1$ V et différentes V_{gs}

III-2-2 Influence de polarisation grille-source sur la température de fonctionnement du transistor

Il est bien établi que les variations de la conductance de sortie g_d du MESFET GaAs en fonction de la fréquence et de la température sont également fortement influencées par les conditions de polarisation. Ces phénomènes provoquent des difficultés dans le fonctionnement du composant et particulièrement lors de son utilisation en circuits intégrés. Dans le paragraphe précédent, nous nous sommes intéressés à l'influence de la température et de la fréquence sur l'écart Δg_d entre la théorie de Canfield et al et nos résultats expérimentaux et nous avons trouvé qu'il y a une valeur minimale commune (Δg_d presque nul) à certaine valeur de température pour toutes les fréquences et à chaque polarisation grille-source V_{gs} . Dans ce paragraphe, nous avons étudié l'effet de la température et de la fréquence sur la conductance de sortie dans une gamme de fréquence [10 Hz-10⁵ Hz] et à des températures variables de 300 à 360 K. Quant aux conditions de polarisations, la tension de drain, V_{ds} , est choisie égale à 1 V et des tensions de grille respectivement égales à: - 0.2, - 0.3, - 0.35, - 0.4, - 0.45, - 0.6 V. Le tableau III.1 regroupe les valeurs expérimentales de g_d (dc) et g_d (Hf) à $V_{ds}=1V$ et les différentes valeurs de V_{gs} .

g_d (ms)	g_d (dc)	g_d (Hf)
V_{gs} (V)	f= 0.01 kHz	f= 1 kHz
- 0.2	4.13	6.06
- 0.3	3.92	5.49
- 0.35	3.37	4.85
- 0.4	2.98	4.24
- 0.45	2.41	3.44
- 0.6	0.788	1.13

Tableau III. 1 : Valeurs de g_d (dc) et g_d (Hf) à $V_{ds} = 1V$ et différentes valeurs de V_{gs} .

On remarque que :

- ✓ Quelque soit la valeur de la tension V_{gs} , la valeur de g_d (dc) reste inférieure à g_d (Hf).
- ✓ Lorsque $|V_{gs}|$ augmente, g_d (dc) et g_d (Hf) diminuent.

a) Étude à $V_{gs} = - 0,2 V$

La figure III. 4 représente les variations de $|g_d(f)/g_d(dc)|$ en fonction de la fréquence: résultats expérimentaux (▪) et ceux simulés (—) à $V_{ds}=1V$ et $V_{gs} = -0.2 V$. On note qu'aussi bien pour

la théorie que pour l'expérience, la dispersion fréquentielle positive de la conductance de sortie augmente pour $f \leq 4.10^3$ Hz. Cependant, pour $f > 4.10^3$ Hz, les valeurs de la conductance de sortie deviennent presque constantes et indépendantes des variations de la fréquence.

À température ambiante, $T=300$ K, on observe la plus grande différence entre les résultats calculés et ceux expérimentaux. Mais, une augmentation de la température conduit à une diminution de cette différence. Le meilleur accord est obtenu pour $T=327$ K. Ainsi, au point de polarisation définie par $V_{ds}=1$ V et $V_{gs}=-0.2$ V, la température 327 K est considérée être la température de fonctionnement du transistor.

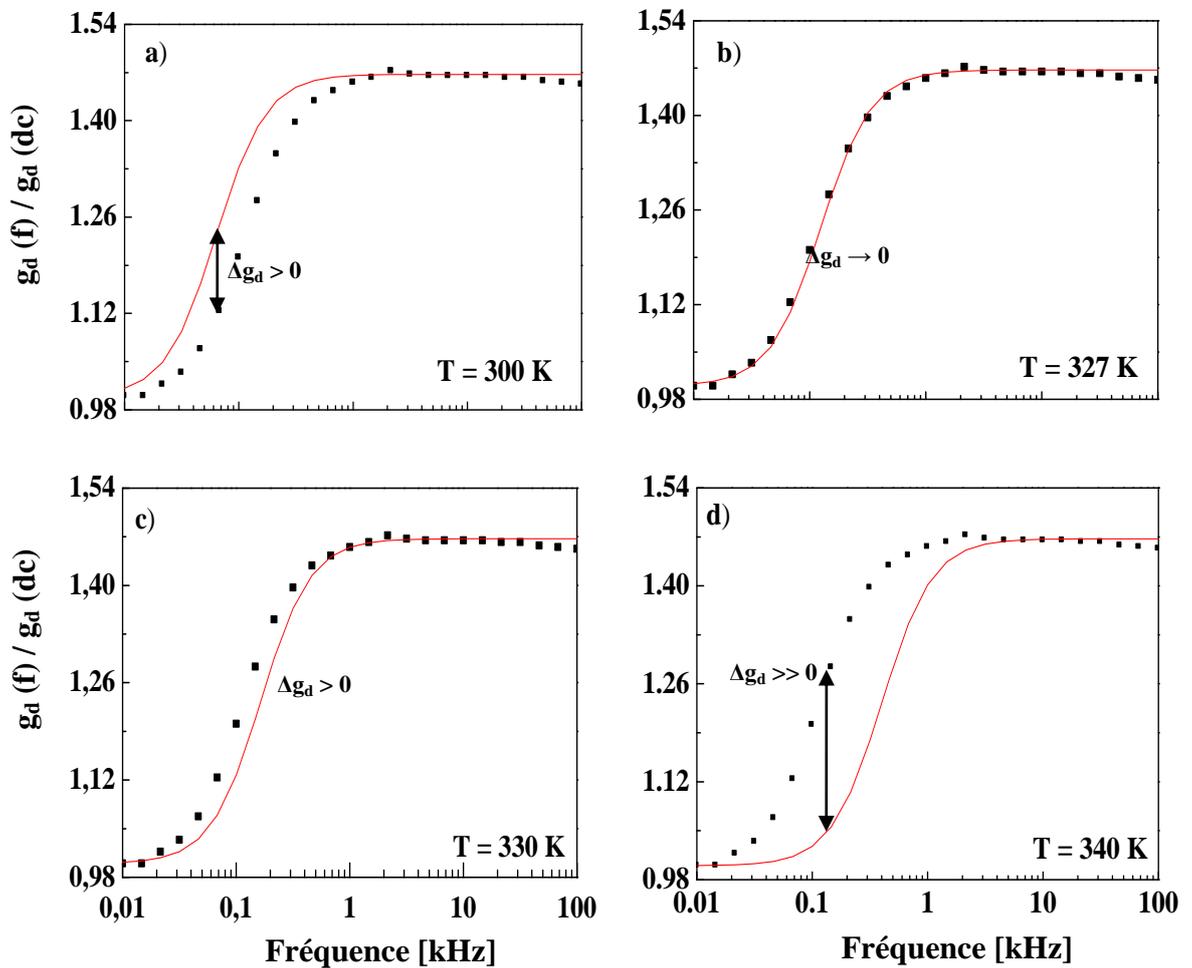


Figure III. 4 : Variations de $|g_d(f)/g_d(dc)|$ en fonction de la fréquence à $V_{gs} = -0.2V$:

théorie (—) et expérience (▪)

b) Étude à $V_{gs} = -0,3$ V

La même étude a été reprise avec une polarisation grille-source égale à $-0,3$ V. Les variations de $|g_d(f)/g_d(dc)|$ en fonction de la fréquence: résultats expérimentaux (\blacksquare) et ceux simulés (—) sont représenté par la figure III. 5. Les mêmes observations peuvent être formulées. Mais, dans ce cas l'accord entre la théorie et l'expérience est obtenue à $T = 326$ K. Remarquons que la température interne déterminée à $V_{gs} = -0,2$ V est supérieure à celle déduite pour $V_{gs} = -0,3$ V

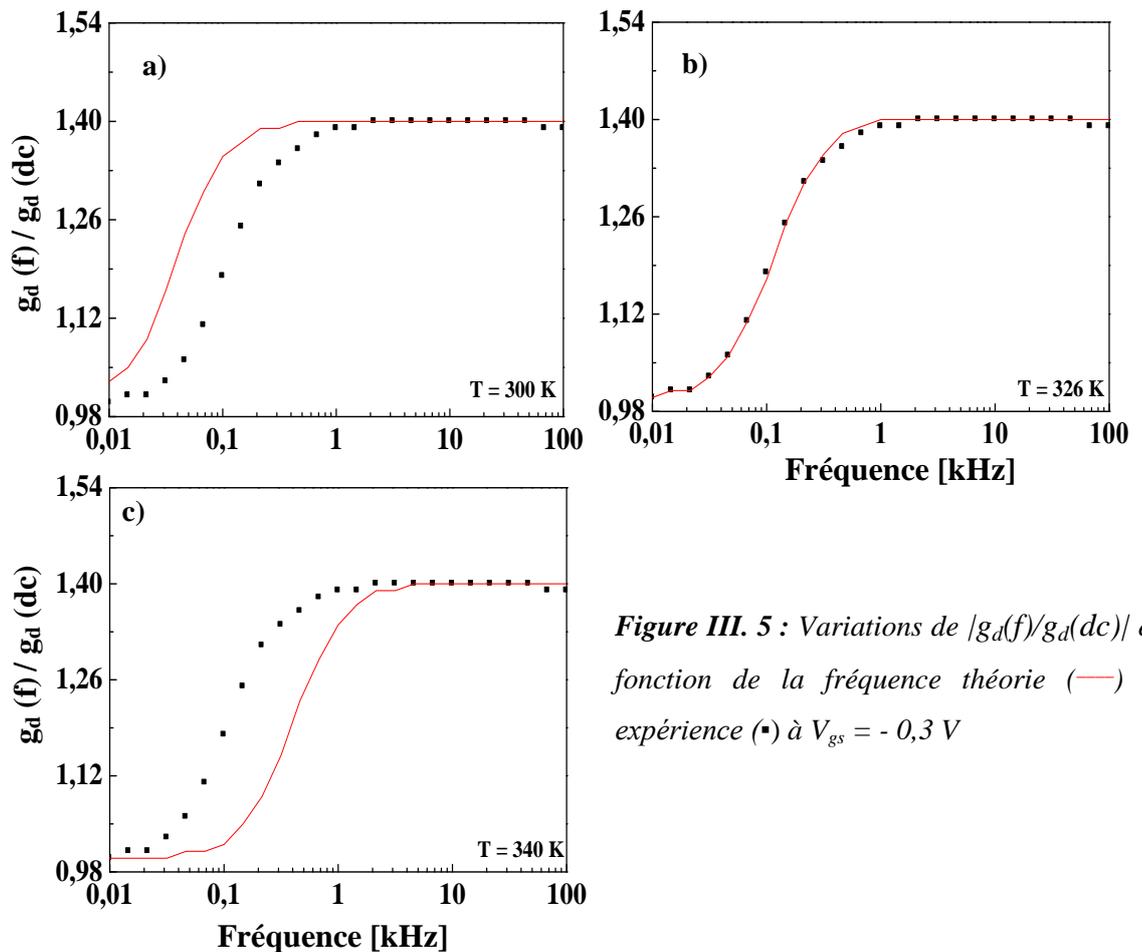


Figure III. 5 : Variations de $|g_d(f)/g_d(dc)|$ en fonction de la fréquence théorie (—) et expérience (\blacksquare) à $V_{gs} = -0,3$ V

c) Étude à $V_{gs} = -0,35$ V - $0,4$ V, - $0,45$ V et $-0,6$ V

Pour d'autre polarisation grille-source V_{gs} , les figures III.6 (a), (b), (c) et (d) représentent les variations expérimentales et théoriques de la conductance de sortie en fonction de la fréquence à $V_{ds} = 1$ V et V_{gs} respectivement égale $-0,35$, $-0,4$, $-0,45$ et $-0,6$ V. Pour les quatre figures, on constate que :

- ✓ Pour la théorie ainsi pour l'expérience, on relève une dispersion positive pour les faibles fréquences ($f \leq 4.10^3$ Hz). Par contre pour les hautes fréquences ($f > 4.10^3$ Hz) les valeurs de g_d deviennent presque constantes.
- ✓ L'accord entre la théorie et l'expérience est obtenu à des différentes températures dépendantes de la polarisation V_{gs} . Ainsi, la température de fonctionnement est égale à 325, 324.5, 324, 322.5 K respectivement à -0.35,-0.4,- 0.45 et -0.6 V.

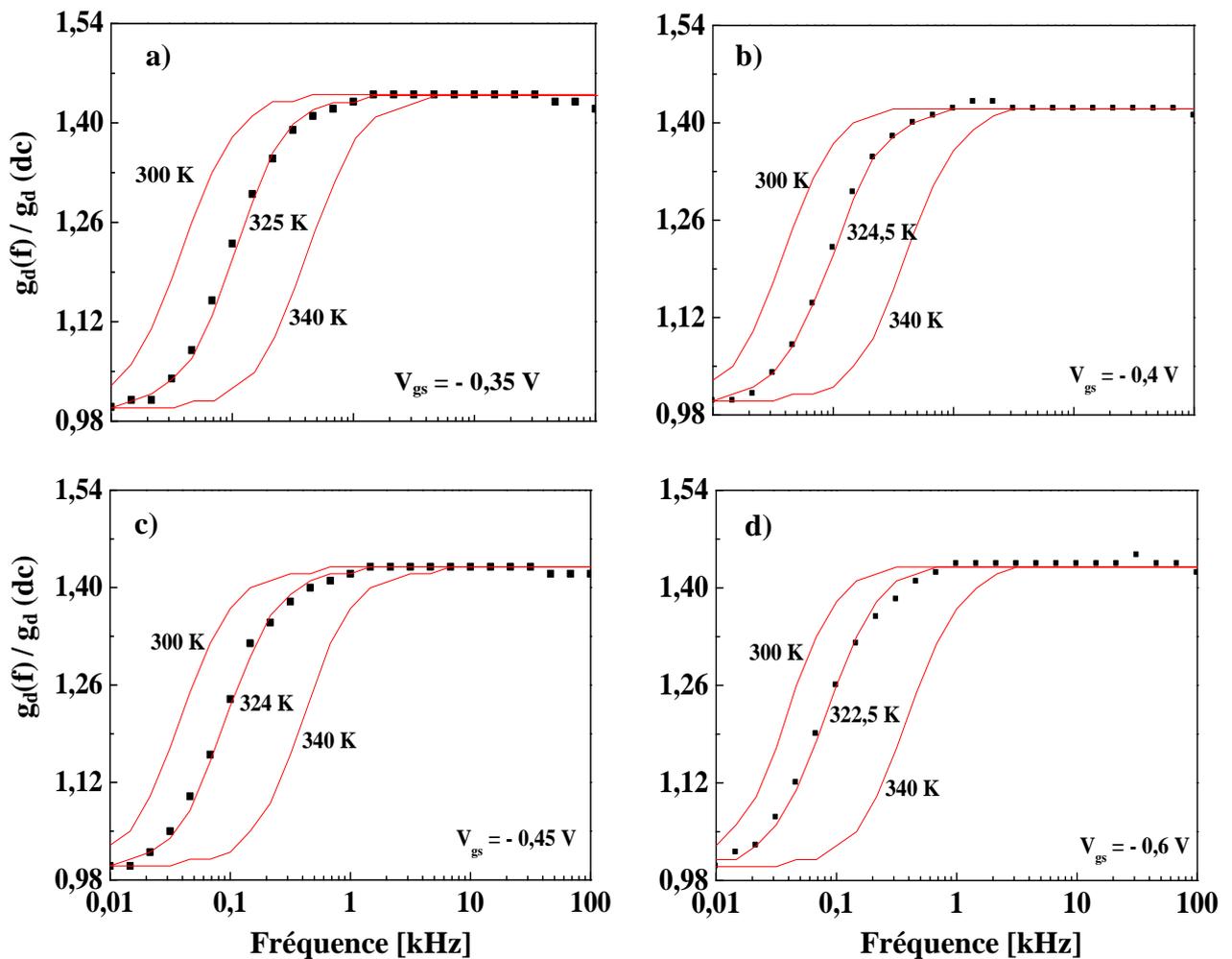


Figure III. 6 : Variations de $|g_d(f)/g_d(dc)|$ en fonction de la fréquence théorique (—) et expérience (•)
 (a) $V_{gs} = -0.35$ V, (b) $V_{gs} = -0.4$ V, (c) $V_{gs} = -0.45$ V, (d) $V_{gs} = -0.6$ V.

On peut conclure que la dispersion fréquentielle positive de la conductance de sortie g_d peut être attribuée à la présence des pièges dans le dispositif qui émettent des électrons, ces derniers peuvent suivre le signal (faibles fréquences). Mais pour les hautes fréquences, ces

pièges ne peuvent pas répondre aux variations du signal, ce qui conduit à une saturation des valeurs de g_d .

Nous avons réussi à déterminer la température de fonctionnement du composant pour différentes polarisations. Cette température évolue en fonction de ces dernières. La figure III. 7 représente les variations de la température de fonctionnement en fonctions de la polarisation grille-source V_{gs} , à $V_{ds} = 1$ V pour un MESFET GaAs N° 1.

On constate que lorsque $|V_{gs}|$ augmente, la température de fonctionnement décroît. Ceci peut être interprété par la diminution du courant de drain provoqué par l'augmentation de $|V_{gs}|$ comme illustré via le tableau III. 2. Notons qu'à tension V_{ds} constante, lorsque $|V_{gs}|$ augmente, la région de déplétion s'élargit et le canal conducteur devient plus étroit. En conséquence, la densité des porteurs libres qui traversent la zone active décroît et par suite on observe une réduction du courant.

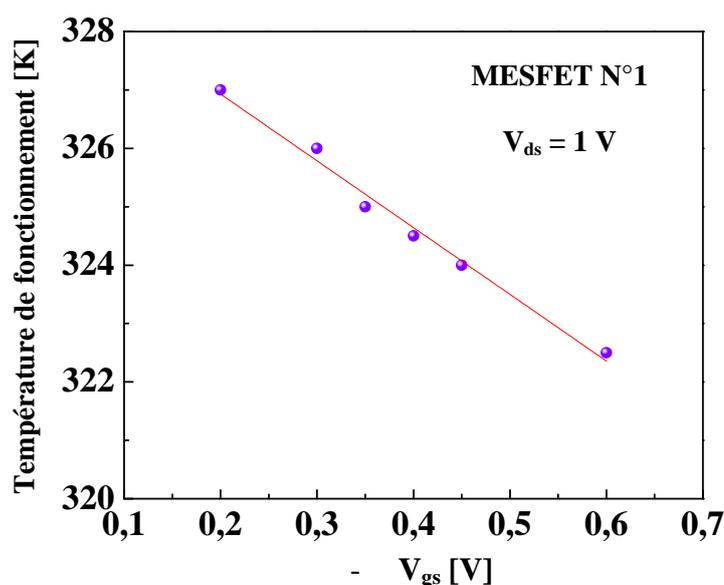


Figure III. 7 : Variation de la température de fonctionnement du composant en fonction de V_{gs} pour transistor N°1 à $V_{ds} = 1$ V

$-V_{gs}$ (V)	0.2	0.3	0.35	0.4	0.45	0.6
I_{ds} (mA)	23.02	14.98	11.43	5.69	1.11	0.23

Tableau III. 2 : Variations du courant de drain en fonction de V_{gs}

Nous avons relevé une variation linéaire entre la température de fonctionnement et la polarisation V_{gs} (fig. III.7). L'utilisation d'une méthode d'optimisation, nous a permis d'approximer cette variation par l'équation suivante :

$$T_f \text{ (K)} = 329 - 11.4 V_{gs} \quad \text{III. 7}$$

Où $T_f=329$ K est la température de fonctionnement à $V_{gs} = 0$ V, ainsi la valeur (-11.4) est la pente de la courbe $T_f = f(V_{gs})$.

III-3 Validation de la méthode proposée

Les caractéristiques $I(V)$, la tension de seuil, le courant de fuite et le gain sont des paramètres électriques sensibles à la température, et peuvent être également utilisés pour déterminer la température de fonctionnement d'un dispositif à semi-conducteur [20]. Dans cette étude, nous nous sommes intéressés à un autre paramètre, également sensible à la température et à la fréquence, il s'agit de la conductance de sortie g_d . Rappelons que la comparaison entre les résultats simulés via la théorie de Canfield et les notre qui sont expérimentaux ont permis d'obtenir une relation linéaire entre la température de fonctionnement et la polarisation V_{gs} (III.7) ; ces résultats sont déjà publiés [21, 22]. Pour valider la méthode proposée et généraliser les résultats, nous avons mené d'autres investigations pour un transistor N° 2 et d'autres conditions de polarisation. Les résultats trouvés font l'objet du paragraphe suivant.

III-3-1 Étude à $V_{ds} = 1,5$ V pour transistor N°1

Nous avons effectué la même étude que pour le transistor MESFET GaAs N° 1, la polarisation drain-source est fixe et égale à 1,5 V et V_{gs} varie ($V_{gs} = -0,2$ V, $-0,45$ V et $-0,6$ V) dans la même gamme de fréquence et de température. Le tableau III. 3 regroupe les valeurs expérimentales de g_d (dc) et g_d (Hf) à $V_{ds} = 1,5$ V et différente polarisation grille-source.

g_d (mS)	g_d (dc)	g_d (Hf)
V_{gs} (V)	f= 0.01 kHz	f= 1 kHz
- 0.2	3.21	5.07
- 0.45	2.28	3.38
- 0.6	0.9	1.57

Tableau III. 3 : Valeurs de g_d (dc) et g_d (Hf) à $V_{ds} = 1$ V et différentes valeurs de V_{gs}

La figure III. 8 (a), (b) et (c) représente les variations de expérimentales et théoriques de la conductance de sortie en fonction de la fréquence, obtenues pour le même composant N°1, à $V_{ds} = 1.5$ V et V_{gs} respectivement égale -0.2, -0.45 et -0.6 V.

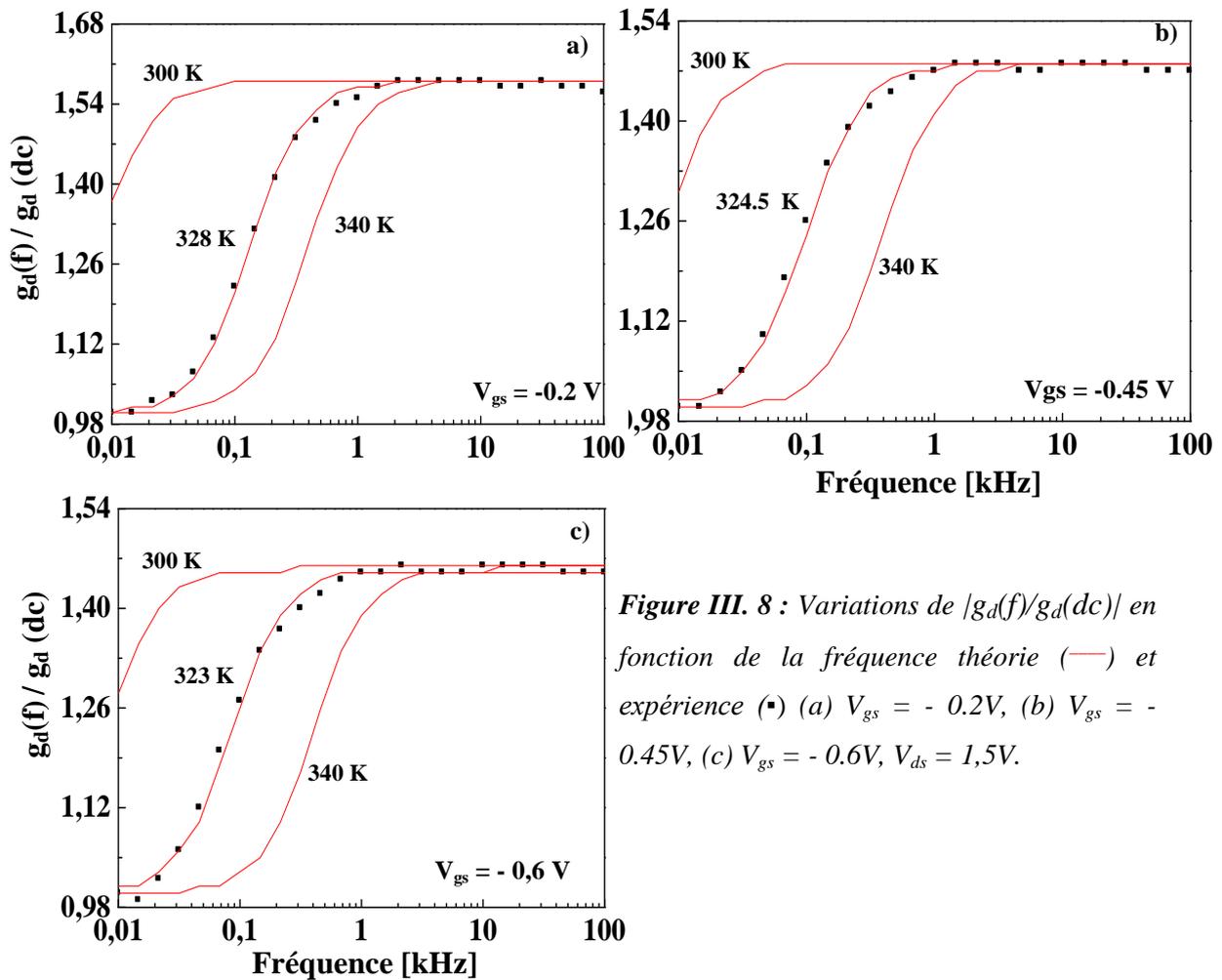


Figure III. 8 : Variations de $|g_d(f)/g_d(dc)|$ en fonction de la fréquence théorie (—) et expérience (▪) (a) $V_{gs} = -0.2V$, (b) $V_{gs} = -0.45V$, (c) $V_{gs} = -0.6V$, $V_{ds} = 1.5V$.

On constate les mêmes variations trouvés pour $V_{ds} = 1V$.

- ✓ Une dispersion positive est relevée pour les faibles fréquences ($f \leq 4.10^3$ Hz), alors que pour les hautes fréquences ($f > 4.10^3$ Hz) les valeurs de g_d deviennent presque constantes. Cette remarque est formulée pour la théorie ainsi que pour l'expérience.
- ✓ L'accord entre la théorie et l'expérience est obtenu à des températures différentes selon la polarisation V_{gs} . Donc la température de fonctionnement est égale à 328, 324.5, 323 K respectivement à -0.2, -0.45 et -0.6 V. notons que ces températures sont supérieures à celles obtenues à $V_{ds} = 1$ V.

Afin de mieux illustrer l'influence de la tension de polarisation de la grille sur la température interne de fonctionnement, T_f , nous représentons sur la figure II.9, l'évolution des variations de cette température en fonction de V_{gs} à $V_{ds} = 1.5$ V (pour le transistor MESFET GaAs N° 1).

Il est clair que T_f décroît au fur et à mesure que V_{gs} en valeur absolue. Cette décroissance peut être attribuée à la diminution du courant de drain (dans ces conditions) indiqué dans le tableau III. 4. Par ailleurs, il est bien de noter que la température de fonctionnement augmente avec l'augmentation de V_{ds} .

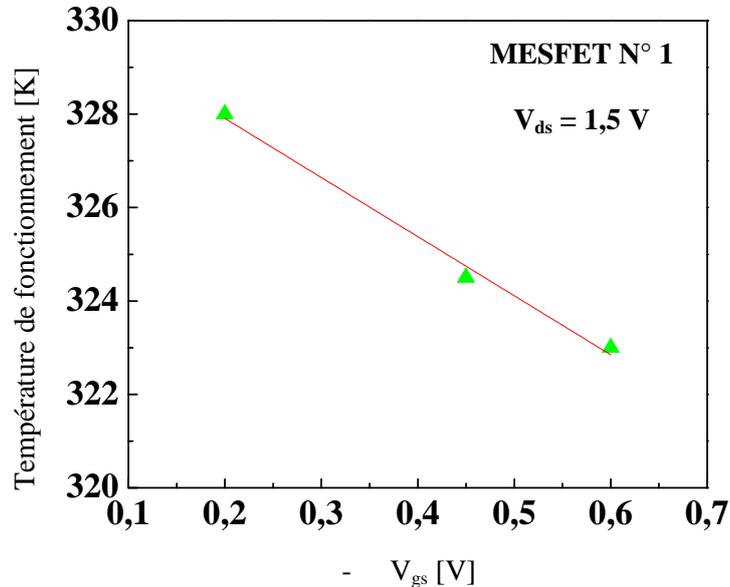


Figure III. 9 : Variation de la température de fonctionnement du composant en fonction de V_{gs} pour transistor MESFET GaAs N° 1 à $V_{ds} = 1,5 \text{ V}$

$-V_{gs}$ (V)	0.2	0.45	0.6
I_{ds} (mA)	24.85	6.94	1.57

Tableau III.4 : Variations de courant de drain en fonction de V_{gs}

Par ailleurs, il est clair que la variation de la température de fonctionnement en fonction de la polarisation grille-source à $V_{ds} = 1,5 \text{ V}$ est linéaire. Cette variation est décrite par l'expression suivante :

$$T_f \text{ (K)} = 330 - 12,6 V_{gs} \quad \text{III. 8}$$

Notons que $T_f = 330 \text{ K}$ est la température de fonctionnement à $V_{gs} = 0 \text{ V}$ pour le transistor N° 1 à $V_{ds} = 1,5 \text{ V}$.

III-3-2 Généralisation

L'étude précédente a permis d'établir une relation linéaire entre la température de fonctionnement et la polarisation grille-source. Cette relation établie pour la première fois via une méthode nouvellement proposée mérite d'être généralisée. Ainsi, nous avons effectué la même étude sur d'autres MESFETs, nous présentons à titre d'exemple les résultats du MESFET GaAs N° 2.

Le tableau III. 5 regroupe les valeurs expérimentales de g_d (dc) et g_d (Hf) à $V_{ds} = 1V$ et différente polarisation grille-source pour transistor N° 2.

g_d (mS)	g_d (dc)	g_d (Hf)
V_{gs} (V)	f= 0.01 kHz	f= 1 kHz
- 0.2	3.22	4.36
- 0.35	2.35	3.22
-0,45	1.49	2,06
-0,6	0,28	0.37

Tableau III. 5 : Valeurs de g_d (dc) et g_d (Hf) à $V_{ds} = 1V$ et différentes valeurs de V_{gs} , pour transistor N° 2

Les figures III. 10 (a), (b), (c) et (d) représentent les variations de $|g_d(f)/g_d(dc)|$ en fonction de la fréquence: résultats expérimentaux (\blacksquare) et ceux simulés (---) à $V_{ds}=1V$ et V_{gs} respectivement égale -0.2, -0.35, - 0.45 et -0.6 V, pour le transistor N° 2.

Nous avons trouvé :

- (i) Une dispersion positive est relevée pour les faibles fréquences ($f \leq 4.10^3$ Hz) et pour les hautes fréquences ($f > 4.10^3$ Hz) les valeurs de g_d deviennent presque constantes, cette remarque est formulé pour la théorie ainsi pour l'expérience.
- (ii) La température de fonctionnement est égale à 319, 317, 315 et 313 K respectivement à -0.2,-0.35, -0.45 et -0.6 V (notons que ces températures sont inférieures à celles obtenues pour le transistor N° 1 à $V_{ds} = 1 V$).
- (iii) Une relation linéaire entre la température de fonctionnement et la polarisation grille-source qui illustre la diminution de cette température.

La figure III. 11 représente les variations de la température de fonctionnement en fonctions de V_{gs} , pour le transistor N° 2 à $V_{ds} = 1 V$. On constate que lorsque $|-V_{gs}|$ augmente, la température de fonctionnement décroît à cause de la diminution du courant de drain dans ces conditions montré dans le tableau III.6.

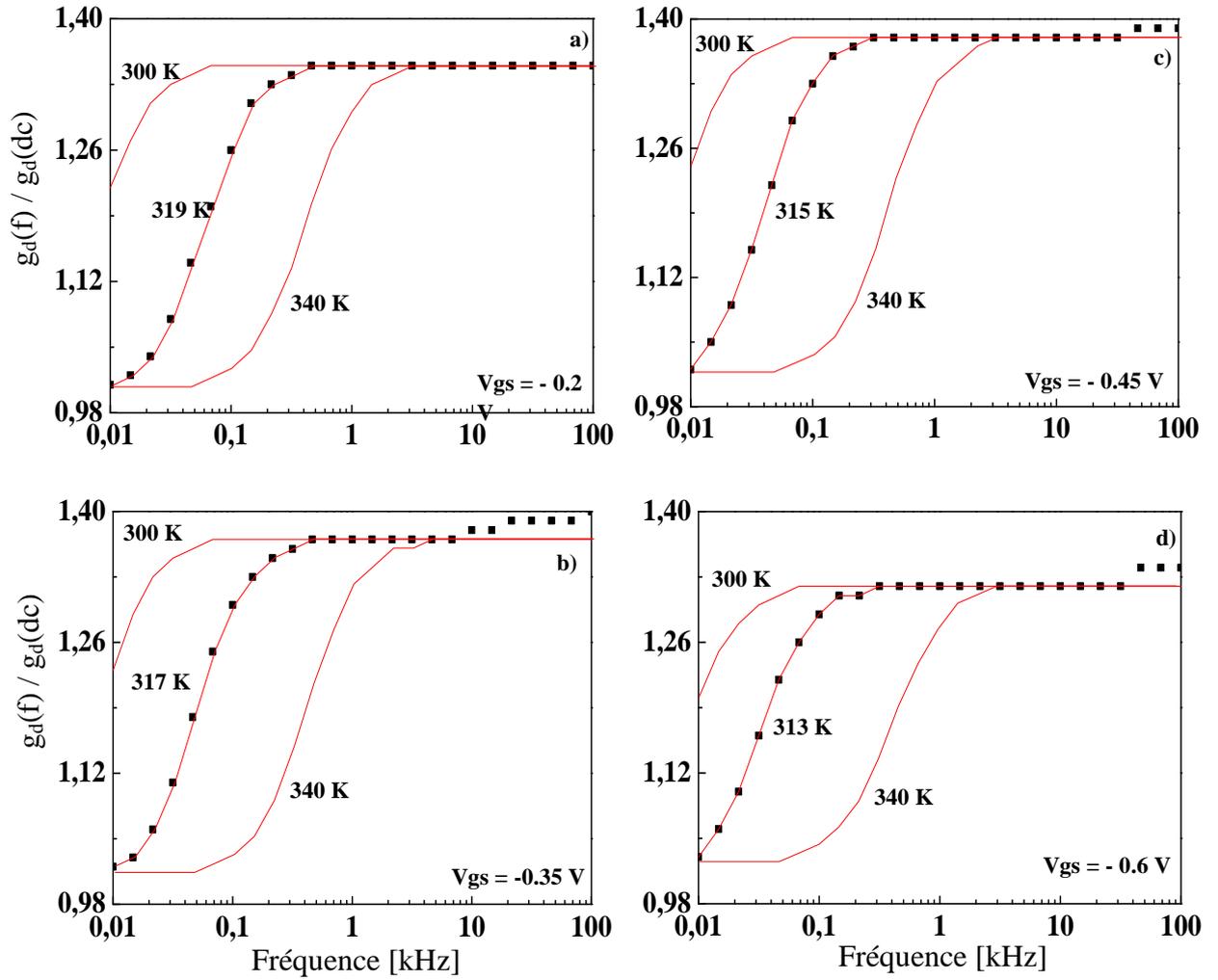


Figure III. 10 : Variations de $|g_d(f)/g_d(dc)|$ en fonction de la fréquence, théorie (—) et expérience (•)
 (a) $V_{gs} = -0.2V$, (b) $V_{gs} = -0.35V$, (c) $V_{gs} = -0.45V$, (d) $V_{gs} = -0.6V$, à $V_{ds} = 1V$
 (Transistor MESFET GaAs N° 2)

La relation qui relie la température de fonctionnement et V_{gs} pour le transistor N° 2 est la suivante :

$$T_f \text{ (K)} = 321 - 12,94 V_{gs}$$

III. 9

$-V_{gs}$ (V)	0.2	0.35	0.45	0.6
I_{ds} (mA)	16.37	7.30	3.01	0.29

Tableau III. 6 : Variations de courant de drain en fonction de V_{gs} à $V_{ds}=1V$ pour transistor N° 2

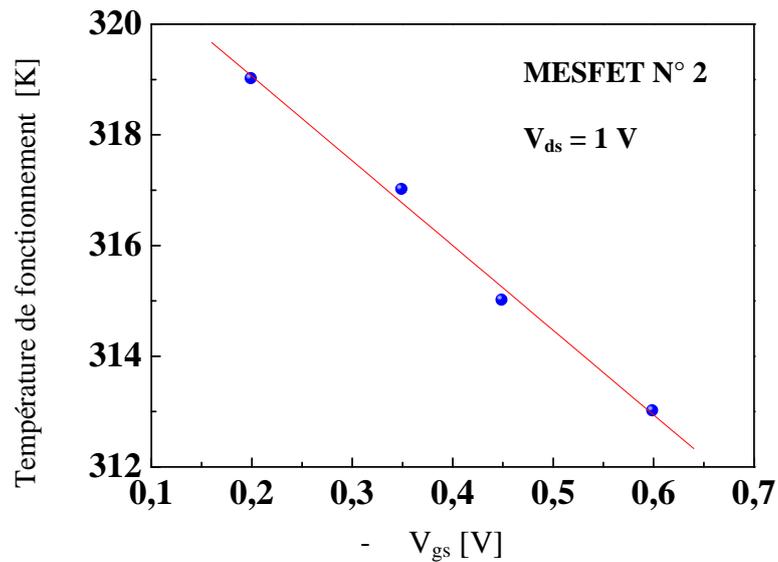


Figure III. 11 : Variation de la température de fonctionnement en fonction de V_{gs} pour le transistor MESFET GaAs N° 2 à $V_{ds} = 1$ V

Ainsi, les équations (III. 7), (III. 8) et (III. 9) peuvent être généralisées à d'autres MESFETs GaAs et s'écrire comme suit:

$$T_f(\text{K}) = T_0 + \beta V_{gs} \quad \text{III. 10}$$

Où T_0 est la température caractéristique à V_{gs} égale à 0 V et β est la pente de la courbe $T_f = f(V_{gs})$. Lorsque $|V_{gs}|$ augmente, la température de fonctionnement décroît. Ceci peut être interprété par la diminution du courant de drain provoqué par l'augmentation de $|V_{gs}|$. Notons qu'à tension V_{ds} constante, lorsque $|V_{gs}|$ augmente, la région de déplétion s'élargit et le canal conducteur devient plus étroit. En conséquence, la densité des porteurs libres qui traversent la zone active décroît et par suite on observe une réduction du courant.

III-4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'étude des variations de la conductance de sortie en fonction de la fréquence pour des transistors MESFET GaAs de type commercial. La méthodologie est basée sur la comparaison des résultats théoriques et expérimentaux afin de déterminer la température interne de fonctionnement. À température ambiante, une différence considérable entre les valeurs de g_d calculées et mesurées a été relevée. Cependant, lorsque la température augmente, cette différence subit une décroissance jusqu'à une valeur minimale

presque nulle. De plus, pour les faibles fréquences ($f \leq 4.16$ KHz), nous avons noté une dispersion positive. Cependant, pour les hautes fréquences ($f > 4.16$ KHz), les valeurs de $|g_d(f)/g_d(dc)|$ subissent une saturation, pour toutes les valeurs de V_{gs} . L'accord entre les résultats calculés et expérimentaux est obtenu à une température bien précise de fonctionnement du composant. Cette température varie linéairement avec V_{gs} : une augmentation de $|V_{gs}|$ induit une décroissance dans cette température selon la loi : T_f (K) = $T_0 + \beta V_{gs}$. Enfin, nous pouvons conclure qu'il existe une étroite corrélation entre les conditions de polarisation du MESFET GaAs et sa température de fonctionnement.

Chapitre IV

Dispersion fréquentielle de g_d en corrélation avec la température : Proposition d'un modèle

Depuis de nombreuses années, l'industrie des technologies hyperfréquence se focalise sur les transistors MESFETs GaAs en tant que composants actifs des circuits intégrés. Le grand gap du GaAs permet aux circuits intégrés de fonctionner à des températures très élevés [1,2]. Par ailleurs, ces dispositifs peuvent opérer dans une large gamme de température. Cependant, il est bien connu que ces composants présentent des anomalies basses fréquences, comme la dispersion fréquentielle de la conductance de sortie qui constitue une limitation sérieuse pour le développement des circuits intégrés analogiques et digitales [3-6]. L'origine de ces anomalies a été étudiée par plusieurs chercheurs, elle a été attribuée à la présence des pièges dans ces dispositifs [7-10]. Ces pièges sont caractérisés par une constante connue sous le nom de "temps d'émission des électrons" à partir des centres des pièges. Ce temps d'émission dépendant de la température et de la fréquence du déphasage maximal correspondant au

niveau d'émission des pièges [11,12]. Cette fréquence est déterminée à partir de la phase de g_d [10].

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la phase de la conductance de sortie. Notons que la comparaison des résultats expérimentaux et ceux simulés via le modèle de Canfield a révélé les limites de ce dernier quant à l'étude des variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence et de la température. Dans le but d'améliorer ce modèle, nous avons mené une étude détaillée dont les résultats font l'objet du présent chapitre.

IV-1 Limitation du modèle de Canfield et al

L'expression analytique de la conductance de sortie, $g_d(f)$, proposée par Canfield et al, relation III. 1, est un nombre complexe qui admet un module et une phase. Expérimentalement nous pouvons mesurer le module ainsi la phase de la conductance de sortie en fonction de la fréquence. Dans le 3^{ème} chapitre nous sommes intéressée à l'étude des variations du module de g_d en fonction de la fréquence pour deux transistors MESFET GaAs de type commercial. L'étude était basée sur l'accord entre les résultats théoriques et expérimentaux. Également, dans cette investigation, nous étudions les variations de la phase de g_d expérimentalement et les comparer à ceux calculés à partir du modèle de Canfield et al.

IV -1-1 Méthodologie de travail

Le principe de base reste inchangé. L'étude est basée sur la comparaison entre les résultats mesurés et ceux calculés à partir de l'expression analytique de g_d proposée par Canfield et al. La différence essentielle consiste en la considération de la phase de g_d . Ainsi, pour effectuer cette comparaison, il faut tout d'abord déterminer la phase de l'expression suivante [6] :

$$g_d(f) = \frac{g_d(dc) \left\{ 1 + j2\pi f \left(\tau_e \frac{g_d(Hf)}{g_d(dc)} \right) \right\}}{(1 + j2\pi f \tau_e)} \quad \text{IV. 1}$$

La relation IV. 1 peut être mise sous la forme suivante :

$$g_d(f) = g_d(dc) \cdot \frac{A}{B} \quad \text{IV. 2}$$

$$\text{Où :} \quad A = 1 + j2\pi f \left(\tau_e \cdot \frac{g_d(Hf)}{g_d(dc)} \right) \quad \text{IV.3}$$

$$B = 1 + j2\pi f \tau_e \quad \text{IV.4}$$

Ainsi, il est facile de constater que la phase de $g_d(f)$ est tout simplement égale à la phase de A moins la phase de B, autrement dit décrite par la relation suivante :

$$\varphi(g_d(f)) = \text{Arctg} \left(1 + j2\pi f \left(\tau_e \frac{g_d(Hf)}{g_d(dc)} \right) \right) - \text{Arctg}(1 + j2\pi f \tau_e) \quad \text{IV.5}$$

Nous commençons par le calcul des valeurs de la phase de $g_d(f)$ à température ambiante, $T = 300$ K. Ensuite nous comparons ces valeurs avec ceux mesurées dans les mêmes conditions de polarisation et même gamme de fréquence. Notons que cette étude est effectuée sur les mêmes transistors que ceux utilisés dans le 3^{ème} chapitre et dans les mêmes conditions de polarisation.

IV-1-2 Étude à tension drain-source $V_{ds} = 1$ V

Dans ce paragraphe, nous étudions les variations expérimentales et théoriques de la phase de $g_d(f)$ pour un premier transistor MESFET GaAs dans la gamme de fréquence $[10-10^5 \text{ Hz}]$ et pour des températures variables de 300 à 360 K. Comme condition de polarisation, nous avons choisi : $V_{ds} = 1$ V et $V_{gs} = -0.2, -0.3, -0.35, -0.4, -0.45$ et -0.6 V.

a) Étude à tension grille-source $V_{gs} = -0.2$ V

Les variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence sont représentées par la figure IV.1: résultats expérimentaux (▪) et calculés (—) à $T = 300, 320, 327, 330, 340, 360$ K. On constate que pour l'expérience, les valeurs de la phase de g_d (i) subissent une augmentation pour $f \leq 10^2$ Hz, (ii) diminuent avec l'augmentation de la fréquence pour $10^2 \text{ Hz} < f \leq 10^4$ Hz et (iii) deviennent presque constantes pour $f > 10^4$ Hz. Quant à la théorie, on note:

- À température ambiante, $T = 300$ K : les valeurs de la phase de g_d (i) diminuent pour $f \leq 10^2$ Hz et sont presque constantes pour $f > 10^2$ Hz.
- À $T = 320, 327, 330$ et 340 K : la phase de g_d augmente jusqu'à une valeur maximale, ensuite elle change de pente. Pour les hautes fréquences les valeurs de la phase sont presque constantes.
- À $T = 360$ K, la phase est (i) presque constante pour $f \leq 10^2$ Hz, (ii) augmente pour $10^2 \text{ Hz} < f \leq 4.10^3$ Hz et (iii) diminue pour $f > 4.10^3$ Hz.

Il est important de faire remarquer que globalement, quelque soit la température considérée, nous avons trouvé une différence considérable entre la théorie de Canfield et al et nos expériences.

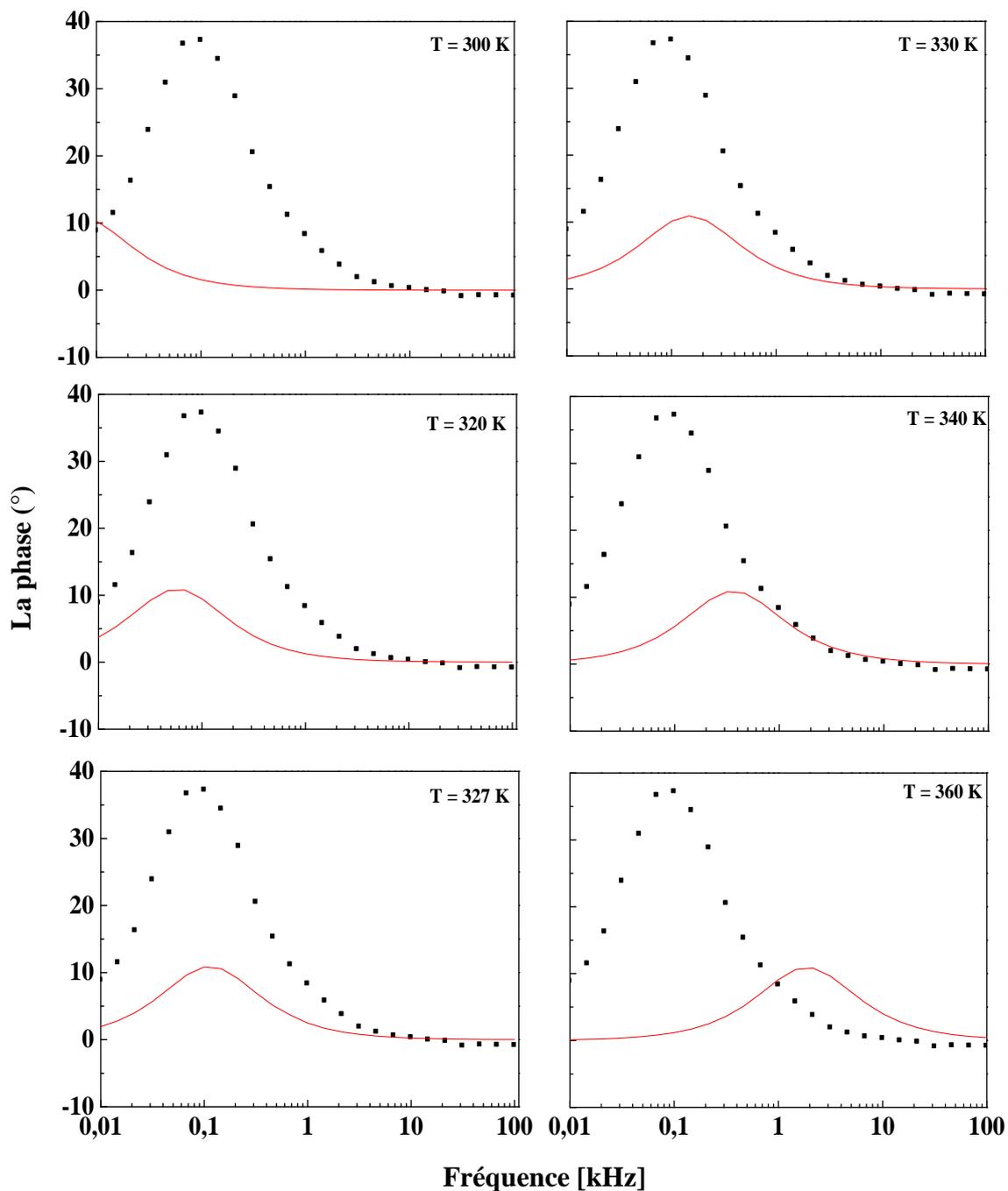


Figure IV. 1 : Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence théorie (—) et expérimentale (•) à $V_{ds} = 1\text{ V}$ et $V_{gs} = -0.2\text{ V}$ pour le premier transistor

b) Étude à tension grille-source $V_{gs} = -0,3V$

Afin de mieux comprendre le comportement de la phase et particulièrement la corrélation des variations en tenant comptes des différents paramètres : température, la fréquence, la théorie et l'expérience, nous avons effectué la même étude dans les mêmes conditions en faisant varier la tension grille – source, $V_{gs} = -0,3 V$. Les résultats obtenus sont regroupés dans la figure IV. 2. Les mêmes constatations formulées dans le cas où $V_{gs} = -0,2 V$ peuvent être retenues y compris la différence considérable entre les résultats théoriques et expérimentaux

c) Étude à tension grille-source $V_{gs} = -0,35 V$

La figure IV. 3 représente les variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence, résultats expérimentaux (▪) et calculés (—) à $T = 300, 320, 327, 330, 340, 360 K$. Également, comme pour les deux cas précédents ($V_{gs} = -0,2$ et $-0,3 V$), l'allure générale des variations reste inchangée. Aussi, on constate que les valeurs expérimentales de la phase de g_d sont très loin de celles calculées théoriquement.

d) Étude à d'autres tensions grille-source V_{gs}

L'évolution de la phase de g_d en fonction de la fréquence et de la température ; à $V_{ds} = 1V$ du premier transistor a été effectué pour d'autres valeurs de polarisation grille –source V_{gs} . Les résultats sont illustrés respectivement sur les figures IV-4 (a) pour à $V_{gs} = -0.4 V$; (b) pour $V_{gs} = -0.45 V$ et (c) pour $V_{gs} = -0.6 V$. on relève les mêmes variations précédentes de la phase de g_d .

Pour toutes les conditions de polarisations grille-source de cette étude, nous avons trouvé à chaque valeur de V_{gs} une différence considérable entre la théorie de Canfield & al et notre expérience, notons que le plus grand de ce différence est relevée à V_{gs} égale à $-0,6 V$, proche de régime de pincement.

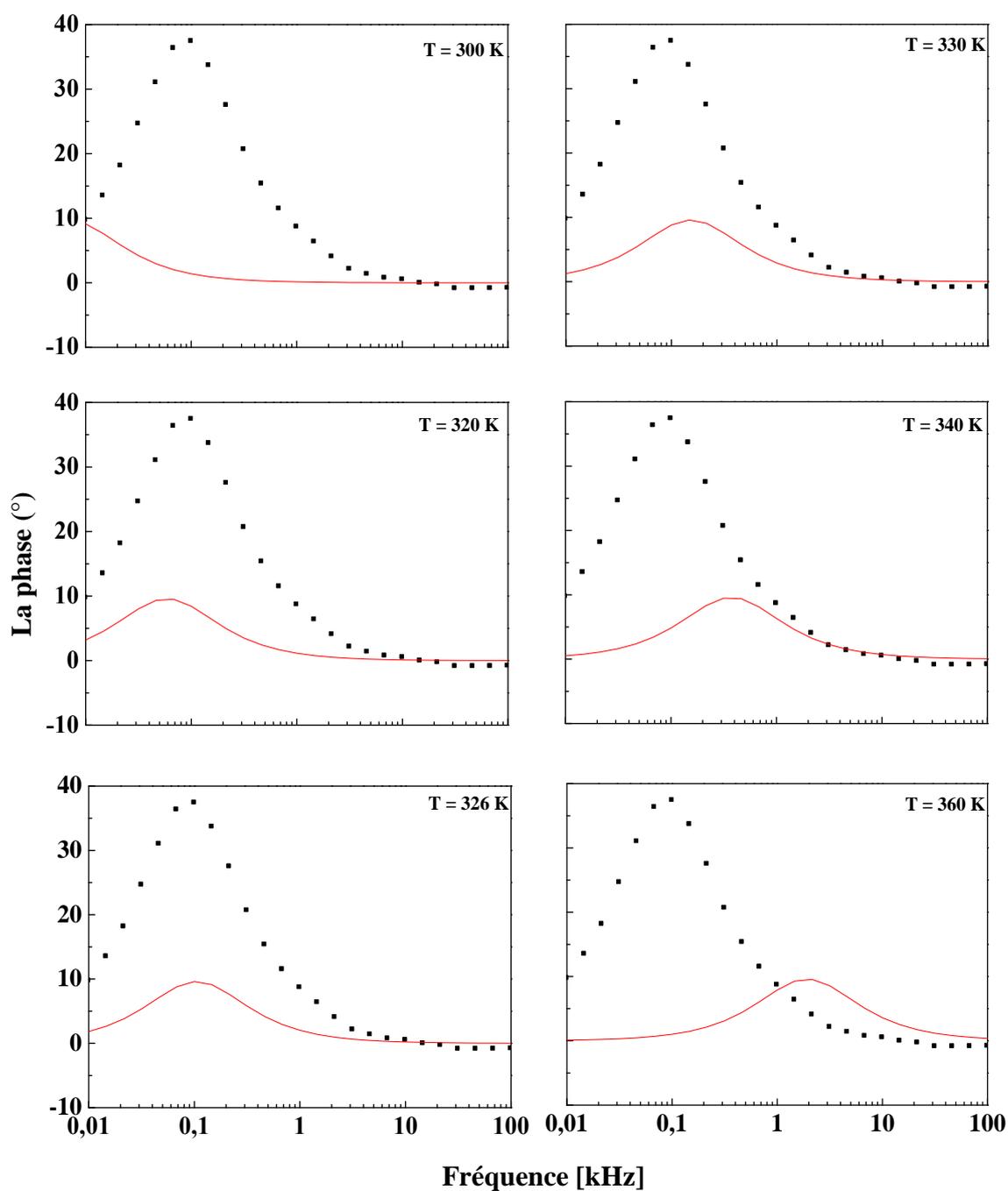


Figure IV. 2 : Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence théorique (—) et expérimentale (•) à $V_{ds} = 1$ V et $V_{gs} = -0.3$ V. Pour le premier transistor

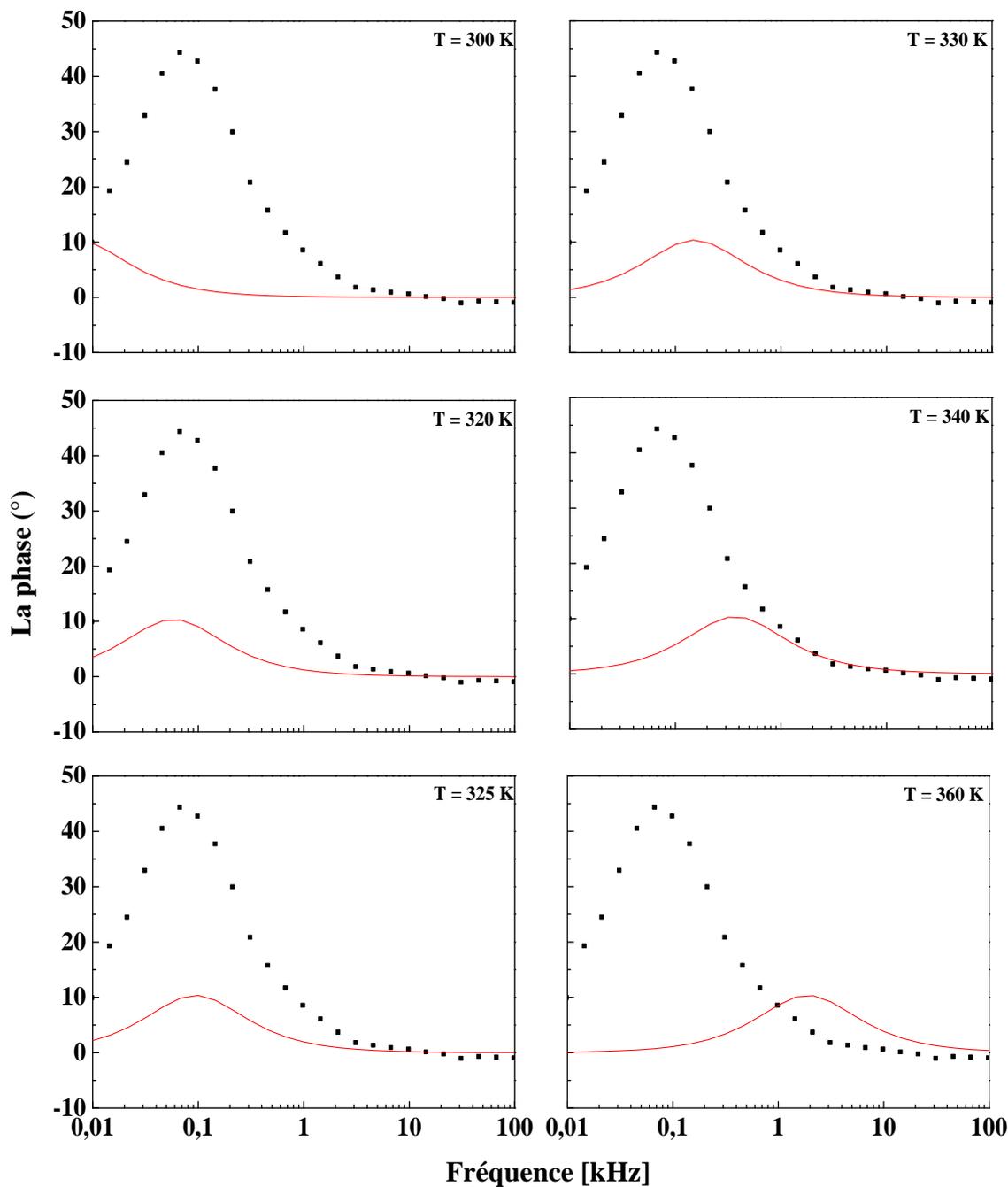


Figure IV. 3 : Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence théorique (—) et expérimentale (▪) à $V_{ds} = 1$ V et $V_{gs} = -0.35$ V, pour le premier transistor.

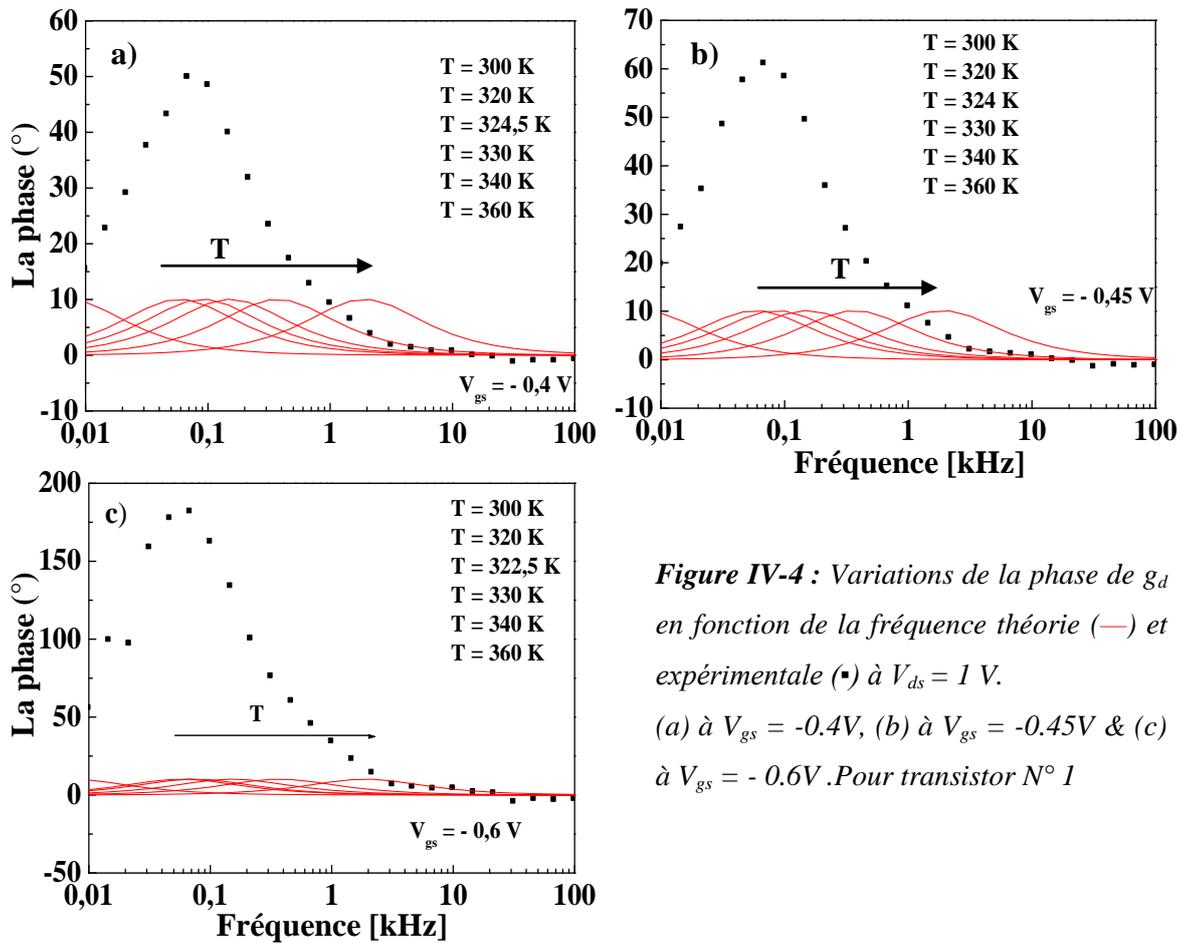


Figure IV-4 : Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence théorique (—) et expérimentale (▪) à $V_{ds} = 1$ V. (a) à $V_{gs} = -0.4$ V, (b) à $V_{gs} = -0.45$ V & (c) à $V_{gs} = -0.6$ V. Pour transistor N° 1

IV-1-3 Étude à tension drain-source $V_{ds} = 1,5$ V

Le modèle analytique de Canfield et al qui traite les variations de la conductance de sortie en fonction de la fréquence admet un module et une phase. Le module de ce modèle montre un bon accord avec nos résultats expérimentaux à des températures bien déterminées. Aussi la phase déterminée via ce modèle a été étudiée et comparée aux mesures à V_{ds} égale 1V et différentes valeurs de V_{gs} pour le premier transistor MESFET GaAs. Une différence considérable est relevée entre la théorie et l'expérience à chaque valeur de V_{gs} . Pour bien comprendre cette différence et s'assurer de l'écart, nous avons étudié les variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence et la température du même transistor N° 1 à $V_{ds} = 1,5$ V et différentes valeurs de V_{gs} ; toujours dans les mêmes gammes de fréquence et de températures.

La figure IV-5 représente les variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence, résultats expérimentaux (▪) et calculés (—) lorsque la température varie entre 300 & 360 K: (a) à $V_{gs} =$

-0,2 V, (b) à $V_{gs} = -0,45$ V & (c) à $V_{gs} = -0,6$ V et une polarisation drain-source égale à 1,5 V. Comme pour l'étude précédente §IV-1-2, pour chaque valeur de V_{gs} considérée, une différence considérable est notée entre la théorie et l'expérience.

En conséquence, pour ce premier MESFET GaAs et pour les deux polarisations de drain-source : $V_{ds} = 1$ V & 1,5 V, nos résultats expérimentaux sont en désaccord avec ceux calculés théoriquement via le modèle de Canfield & al [6] ; ce qui montre la limitation de ce dernier.

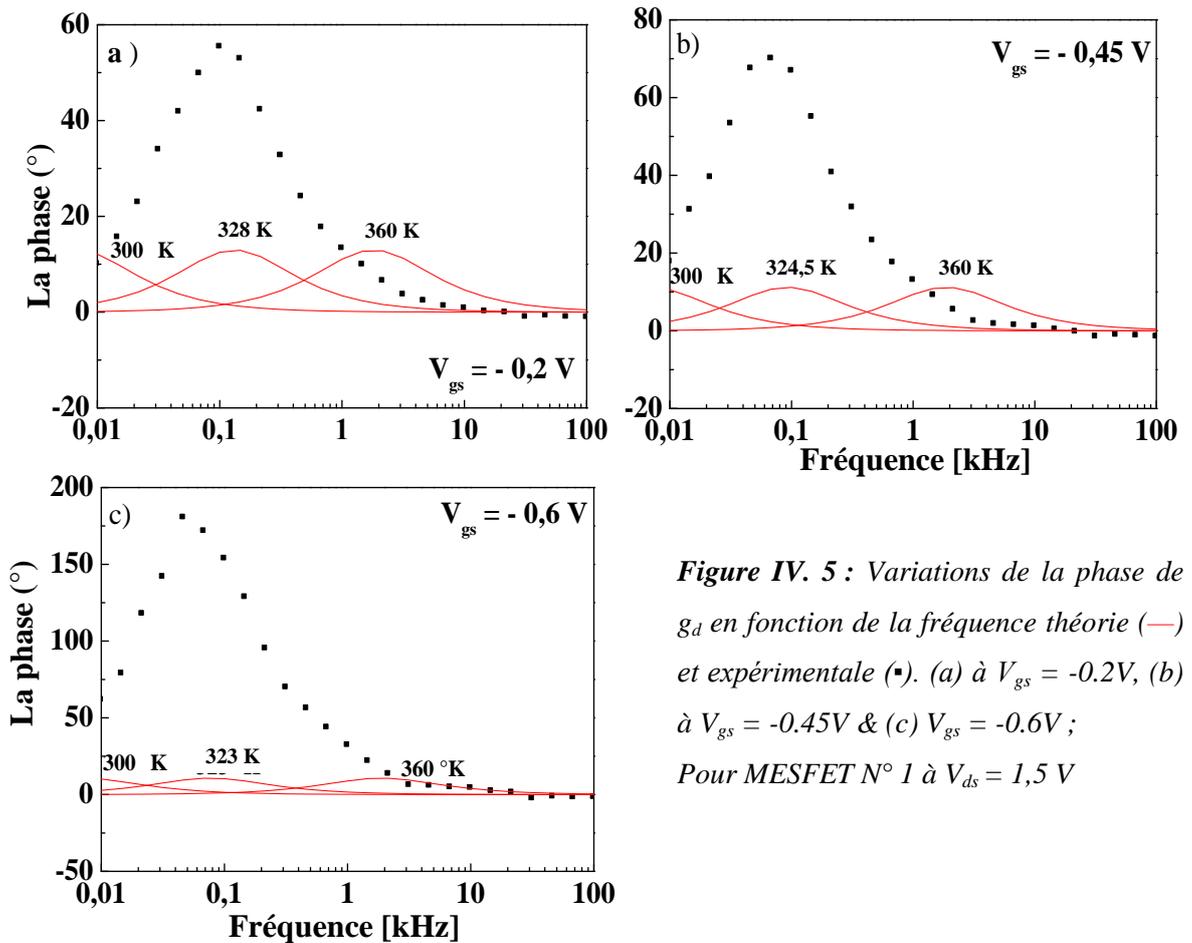


Figure IV. 5 : Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence théorie (—) et expérimentale (*). (a) à $V_{gs} = -0.2V$, (b) à $V_{gs} = -0.45V$ & (c) $V_{gs} = -0.6V$; Pour MESFET N° 1 à $V_{ds} = 1,5$ V

IV-2 Modélisation de l'écart entre la théorie et l'expérience

IV-2-1 Quantification de l'écart

La comparaison entre les valeurs de la phase de g_d calculée à partir de l'expression établie par Canfield et al [6] avec nos résultats expérimentaux montre une divergence considérable quelque soit la température. Afin de procéder à la quantification, nous avons opté pour fixer la température à une valeur constante et égale à celle étant la température de fonctionnement. Rappelons que cette température dépend aussi des conditions de polarisations déterminées au 3^{ème} chapitre.

Les figures IV. 6 représentent les variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence, résultats expérimentaux (▪) et calculés (—) pour le premier transistor à $V_{ds} = 1V$ et différentes V_{gs} . Notons que l'écart max, noté $\Delta\phi$ sur les figures, est défini comme étant la différence entre la valeur maximale calculée et celle mesurée de la phase de g_d

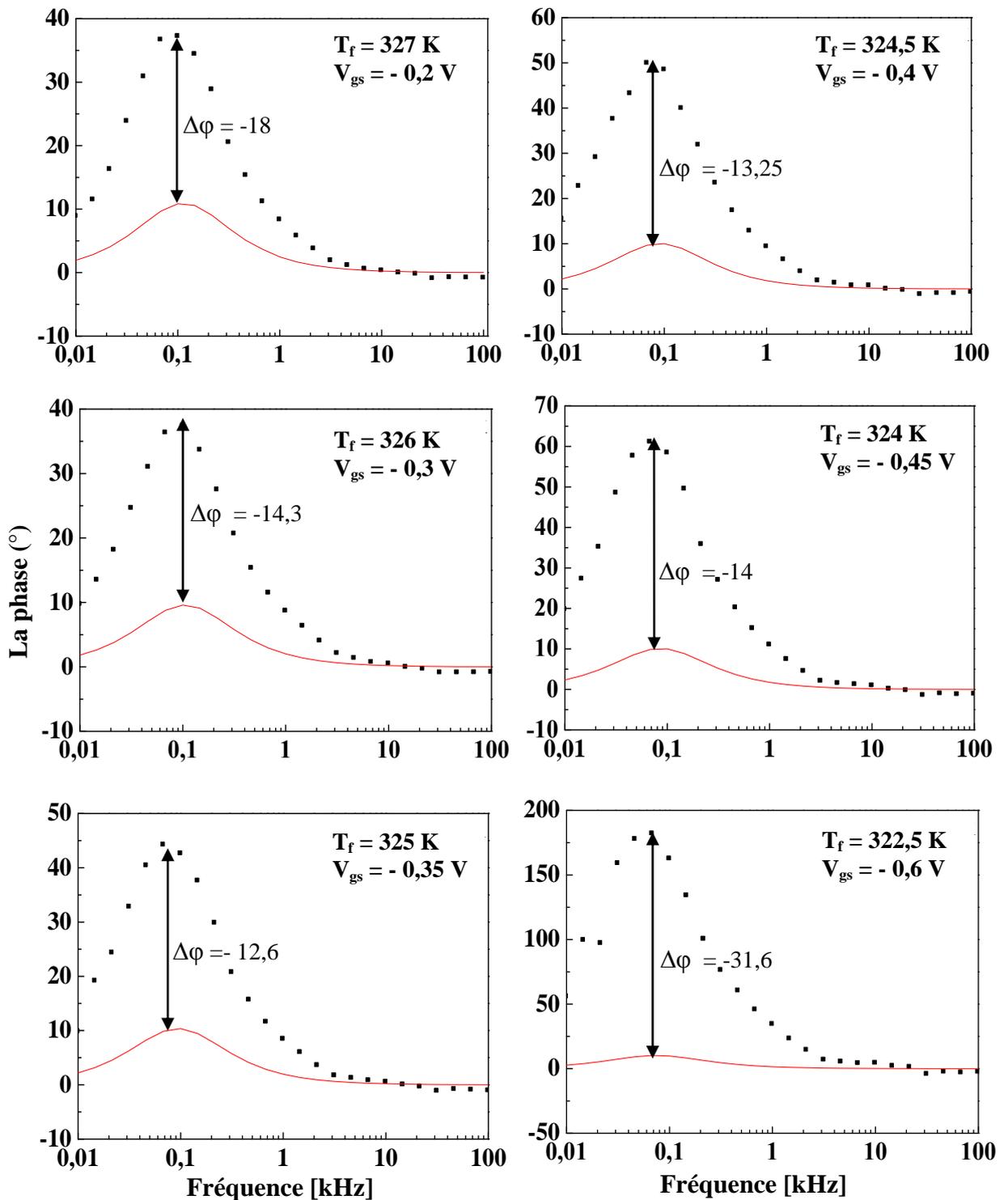


Figure IV. 6 : Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence théorie (—) et expérimentale (▪) Pour transistor type 1 à $V_{ds} = 1V$ et différentes V_{gs}

On constate que cet écart varie avec les variations de $|V_{gs}|$. Par ailleurs, la plus grande valeur de α est relevé à $V_{gs} = -0,6$ V, proche de la tension de pincement. Enfin, les mêmes résultats ont été trouvés à $V_{ds} = 1,5$ V.

Le tableau IV.1 regroupe les valeurs de $|\Delta\phi|$ pour le premier transistor à $V_{ds} = 1$ V et 1,5 V. On constate que les valeurs de $|\Delta\phi|$: (i) diminue lorsque $|V_{gs}| \leq 0,45$ V, puis augmente en changeant de pente des variations. Notons que les plus grandes valeurs sont obtenues lorsque la tension, V_{gs} s'approche de celle du régime de pincement, $|V_{gs}| = 0,6$ V. Ce phénomène peut être attribué aux effets des pièges à l'interface canal-substrat.

	V_{ds} (V)	$ V_{gs} $ (V)	$ \Delta\phi $
MESFET N°1	1	0,2	18
		0,3	14,3
		0,35	12,6
		0,4	13,25
		0,45	14
		0,6	31,6
	1,5	0,2	23
		0,45	14,9
		0,6	30

Tableau IV.1 : Valeurs de $|\Delta\phi|$

IV-2-2 Approche physique

Il est bien établi que la conductance de sortie g_d d'un MESFET GaAs fabriqué sur substrat semi isolant est dépendante de la fréquence. Aussi la conductance de sortie varie largement selon les conditions de polarisation, la structure et la température. Ce changement a un grand impact sur les performances des composants et c'est un sérieux problème pour beaucoup de circuits analogiques et numériques [13]. C'est ainsi que le développement de modèles permettant l'analyse de ces phénomènes physiques est très important.

Le modèle analytique de Canfield et al [6] détermine les variations de la conductance de sortie en fonction de la fréquence et de la température. Notons que l'effet de la température est introduit à travers la constante de temps d'émission d'électron, indiquant que la présence des pièges de type EL2, dominants dans le GaAs [6, 13,14], est responsable de la dispersion

fréquentielle de la conductance de sortie. Ce modèle décrit bien les variations de g_d en fonction de la fréquence et la température, malheureusement il néglige l'effet de la polarisation.

Dans cette étude relative aux variations de la phase de g_d , il ressort clairement l'influence de la polarisation de grille, V_{gs} . Ainsi, afin d'en tenir compte nous avons tenté d'améliorer le modèle [6] en introduisant un nouveau paramètre dans la relation (IV.1) Remarquons que la tension de la polarisation grille-source, V_{gs} joue un rôle important dans la détermination de la conductance de sortie du fait qu'une forte polarisation de la grille conduit à un élargissement des régions de déplétion. En conséquence, une charge positive plus importante est stockée sous la grille en réponse à l'augmentation de V_{gs} . Également, la polarisation de grille provoque des variations de la conductance de sortie causées cette fois, par le courant de substrat [15-17].

IV-3 : Proposition d'un nouveau modèle

IV-3-1 : Présentation du modèle

a) Problématique

Le développement rapide de la technologie des MESFETs requiert le développement de modèles précis et simples pour ces composants, sachant qu'ils constituent l'élément actif dans la conception des circuits intégrés. La modélisation est généralement basée sur les connaissances des phénomènes physiques qui apparaissent dans les transistors ainsi que les paramètres technologiques et géométriques. Le modèle de Canfield et al [6] qui exprime les variations de la conductance de sortie en fonction de la fréquence est un outil très important dans la modélisation de la conductance de sortie et nous l'avons utilisé pour déterminer la température de fonctionnement des MESFETs GaAs.

Cependant, ce modèle montre ses limites lorsqu'il s'agit de l'influence des conditions de polarisation grille-source et drain-source. Ainsi, nous avons consacré une bonne partie de cette thèse non seulement à la compréhension du phénomène mais aussi à son interprétation et sa quantification.

b) Proposition

La polarisation grille-source joue un rôle important quand le MESFET GaAs fonctionnent en régime de saturation, par conséquent la conductance de sortie dépend non seulement du V_{ds} mais également du V_{gs} . Notons que l'effet de polarisation grille-source est d'une importance

capitale dans la modélisation aussi bien de la conductance de sortie que de la capacité du MESFET [16, 17]. Cet effet est pris en considérations par certains modèles [15] et négligé par d'autres [18].

Dans ce travail, le calcul des variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence, via la théorie de Canfield et al, a montré une différence considérable à comparer aux résultats expérimentaux présentés dans cette thèse. Nous avons jugé que cette différence peut être attribuée à l'effet de V_{gs} sur la conductance de sortie. Ainsi, après plusieurs essais, nous avons pensé introduire dans l'expression analytique de Canfield et al (IV-1), un nouveau paramètre : αV_{gs} . En conséquence, les variations de la conductance de sortie seront déterminées en fonction de la fréquence, la température et la polarisation grille-source. De ce fait, l'équation IV-1 devient :

$$g_d(f) = \frac{g_d(dc) \left\{ 1 + j2\pi f \alpha V_{gs} \left(\tau_e \frac{g_d(Hf)}{g_d(dc)} \right) \right\}}{(1 + j2\pi f \tau_e \alpha V_{gs})} \quad \text{IV.6}$$

Où α est un paramètre d'accord expérience – théorie, exprimé en V^{-1} et dont la valeur sera déterminée via les simulations ; V_{gs} est la tension grille-source. Notons que cette expression détermine :

- (i) Les variations de la conductance de sortie (module et phase) en fonction de la fréquence, la température & la polarisation grille-source.
- (ii) La température d'auto-échauffement via la dispersion fréquentielle de la conductance de sortie.

IV-3-2 : Application du modèle

Pour la validation du modèle proposé, relation IV-6, nous avons comparé les valeurs du module et de la phase de g_d calculées via cette nouvelle proposition avec celles mesurées dans les mêmes conditions de fréquence, température et polarisations. L'étude a été effectuée en régime ohmique et en régime de saturation, sur deux composants MESFET GaAs.

a) En régime ohmique

L'étude de la dispersion fréquentielle de la conductance de sortie en régime ohmique de deux MESFETs GaAs a été effectuée pour $V_{gs} = 0$ V et faibles valeurs de V_{ds} ($= 0,1$ V & $0,3$ V). La figure IV-7 représente les variations de la conductance de sortie en fonction de la

fréquence pour les deux MESFET GaAs à $V_{gs} = 0$ V et V_{ds} respectivement égale à 0,1 et 0,3 V. Notons que les valeurs de la conductance de sortie sont presque constantes dans toute la gamme de fréquence. Il est clair que la dispersion fréquentielle de la conductance de sortie est négligeable en régime ohmique. En conséquence, $g_d(dc) \approx g_d(hf)$; cela peut être attribué aux faibles valeurs du courant de drain et du champ électrique longitudinal.

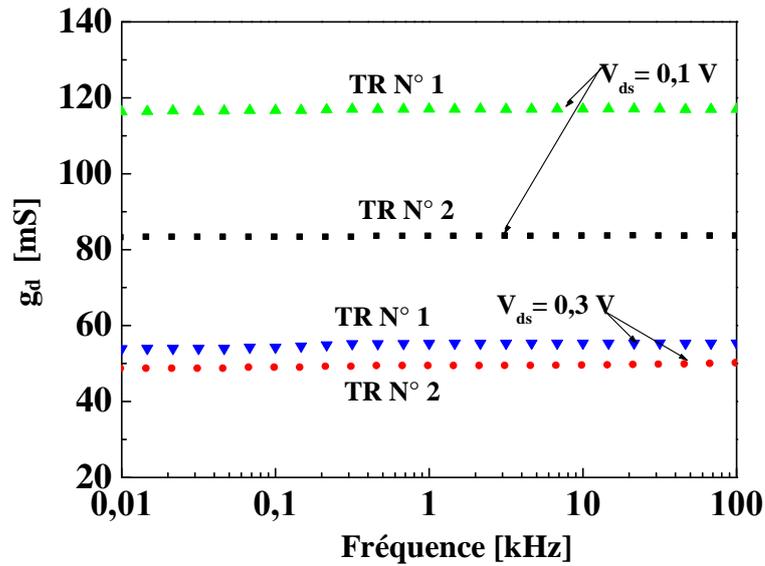


Figure IV-7 : Variations de la conductance de sortie en fonction de la fréquence à $V_{gs} = 0$ V et faibles valeurs de V_{ds} , pour deux types de MESFET GaAs

Théoriquement Comme $g_d(dc) \approx g_d(Hf) \rightarrow \frac{g_d(Hf)}{g_d(dc)} \approx 1$.

$$\text{Or } \left| \frac{g_d(f)}{g_d(dc)} \right| \approx \sqrt{\frac{1 + (2\pi f \tau_e \alpha V_{gs})^2}{1 + (2\pi f \tau_e \alpha V_{gs})^2}}$$

$$\text{Alors : } \left| \frac{g_d(f)}{g_d(dc)} \right| \approx 1 \text{ implique } g_d(f) \approx g_d(dc).$$

Ce résultat est bien vérifié expérimentalement et illustré par la figure IV-7 pour les deux MESFETs GaAs. Quant à la phase de g_d , il est facile de vérifier que :

$$\varphi_{g_d} \approx \text{Arctg}(1 + j2\pi f \alpha V_{gs} \tau_e) - \text{Arctg}(1 + j2\pi f \alpha V_{gs} \tau_e) \approx 0$$

Ce résultat est bien illustré par la figure IV-8 : (a) pour le transistor N° 1 et (b) pour le transistor N° 2, dans les mêmes conditions de polarisations grille-source et drain-source. Il

clair que le modèle proposé donne un bon accord entre les résultats expérimentaux et théoriques, particulièrement à $V_{ds} = 0,1$ V.

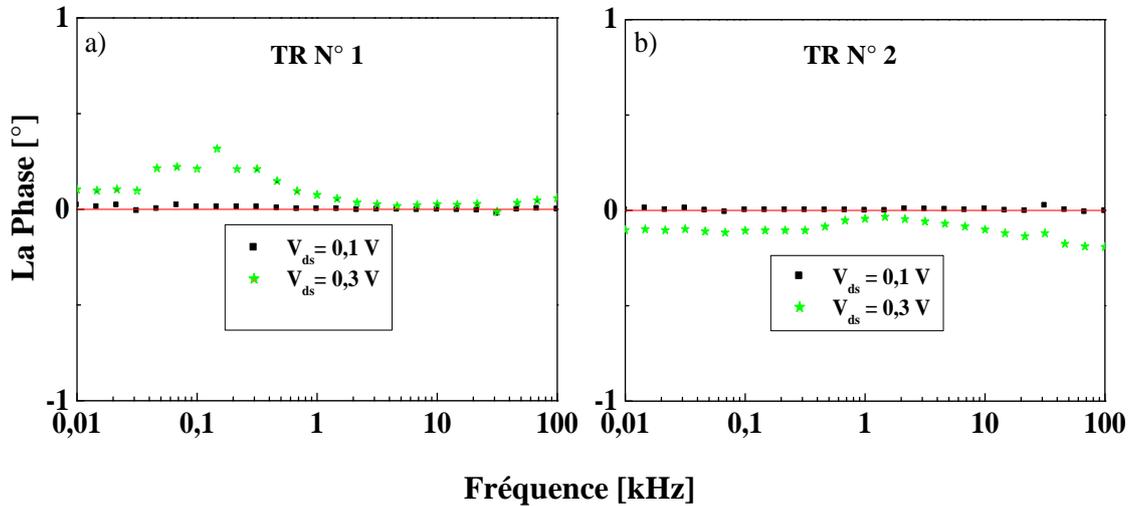


Figure IV-8 : Variation de la phase de g_d en fonction de la fréquence en régime ohmique : (a) pour transistor N° 1 (b) pour transistor N° 2

b) En régime de saturation

Cette étude a été effectuée en régime de saturation sur deux MESFETs dans la gamme de fréquence $[10 - 10^5$ Hz]. Quant aux conditions de polarisation, la tension de drain, V_{ds} , était choisie égale à $= 1$ V et différentes tension de grille comprises entre $- 0,6$ V et $- 0,2$ V.

Les figures IV-9 représentent les variations du module de la conductance de sortie en fonction de la fréquence : résultats expérimentaux (▪) et ceux simulés (—): (a) à $V_{gs} = - 0,2$ V ; (b) $V_{gs} = - 0,35$ V ;(c) $V_{gs} = - 0,45$ V et (d) $V_{gs} = - 0,6$ V. On constate un bon accord avec l'expérience.

Les variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence sont représentés dans les figures IV-10 : résultats expérimentaux (▪) et ceux simulés par le nouveau modèle (—) à $V_{ds}=1$ V et différentes valeurs de tension de grille. Il est clair que ce modèle donne un bon accord avec les résultats obtenus expérimentalement. Notons que le paramètre α n'est pas choisi pour représenter des effets physiques mais pour obtenir de meilleures approximations avec les résultats expérimentales.

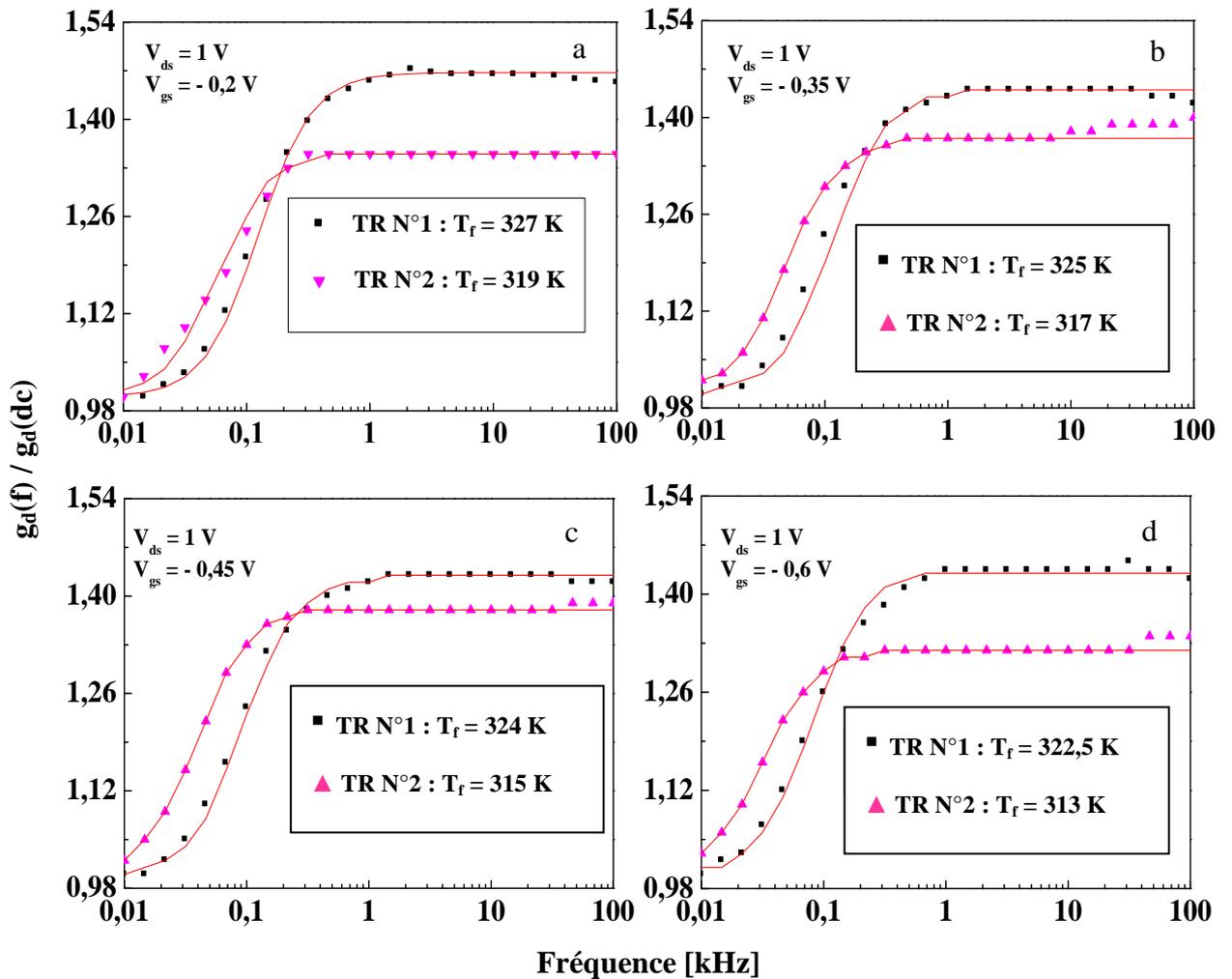


Figure IV-9 : Variations de $|g_d(f)/g_d(dc)|$ en fonction de la fréquence : simulées par le nouvelle modèle proposé (—) et (•) expérience pour deux types du MESFETs GaAs
 (a) $V_{gs} = -0,2$ V, (b) $V_{gs} = -0,35$ V, (c) $V_{gs} = -0,45$ V, (d) $V_{gs} = -0,6$ V, à $V_{ds} = 1$ V

IV-3-3 Précisions et Validation

Afin de bien démontrer la précision du modèle proposé, nous comparons les résultats expérimentaux (••••) de la phase de g_d dans toute la gamme des fréquences utilisée avec ceux calculés par le modèle proposé (—) et ceux obtenus par le modèle de Canfield et al [6] (- - - -), pour le MESFET N° 1 à $V_{ds} = 1,5$ V et différentes V_{gs} . Ces résultats sont regroupés dans la figure IV-11. Il est clair que notre proposition donne un bon accord avec les résultats expérimentaux. Notons que l'erreur entre les résultats calculés par notre modèle et expérimentaux est proche de zéro, de l'ordre de 10^{-1} . Au contraire, avec les résultats calculés par le modèle de Canfield et al cette erreur est considérable quelque soit les conditions de polarisations V_{gs} et V_{ds} considérés.

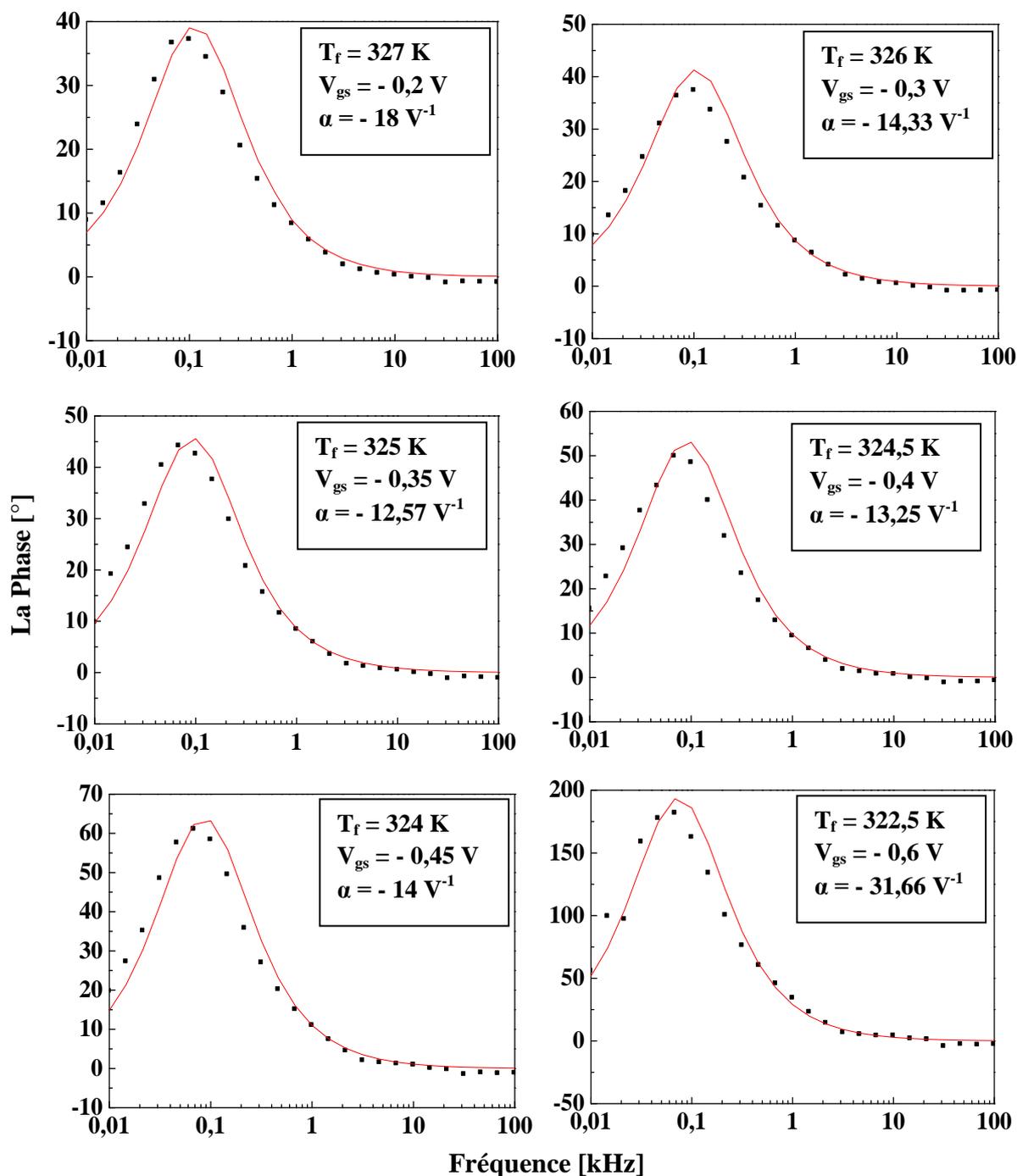


Figure IV-10 : Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence théorie du nouveau modèle (—) et expérimentale (▪) Pour transistor N°1 à $V_{ds} = 1 \text{ V}$ & différente V_{gs}

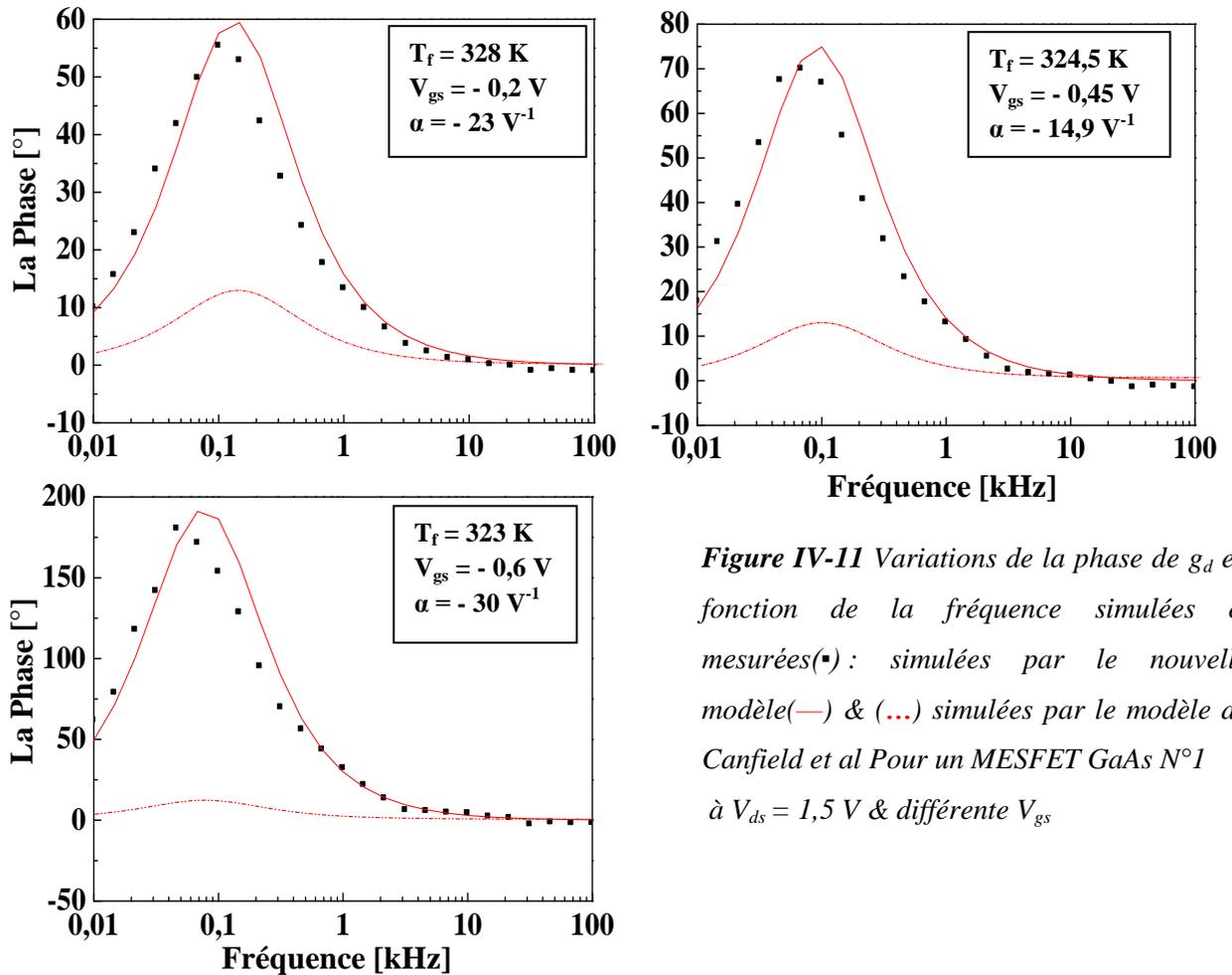


Figure IV-11 Variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence simulées et mesurées(▪) : simulées par le nouveau modèle(—) & (...) simulées par le modèle de Canfield et al Pour un MESFET GaAs N°1 à $V_{ds} = 1,5 \text{ V}$ & différente V_{gs}

IV-4 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à l'étude des variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence et la température pour un transistor MESFET GaAs de type commercial. Dans un premier temps, les simulations théoriques étaient obtenues via le modèle de Canfield et al [6]. Nous avons trouvé une différence considérable entre les résultats calculés et ceux mesurés quelque soit la température. Cette différence est étudié dans toute la gamme de fréquence considérée et à différentes polarisations grille-source et drain-source. Par ailleurs, nous avons démontré que l'écart entre les résultats expérimentaux et théoriques augmente lorsque $|V_{gs}|$ augmente. Cependant, il est pratiquement indépendant des valeurs de V_{ds} . Ceci montre la limitation du modèle de Canfield et al [6].

Dans ce contexte nous avons développé le modèle de Canfield et al, qui exprime les variations de la conductance de sortie en fonction de la fréquence et la température. Notons qu'il est montré une limitation grâce à le rôle important de V_{gs} dans le changement de la conductance de sortie, qui est ignoré dans ce modèle. Pour cette raison, nous avons introduit un paramètre qui exprime l'effet de V_{gs} sur la conductance de sortie dans le modèle de Canfield & al.

Le modèle que nous proposons décrit les variations de la conductance de sortie en fonction de la fréquence, la température et la polarisation grille-source. Il est montré un bon accord avec l'expérience en régime ohmique ainsi en régime de saturation, dans toute la gamme de fréquence et pour toutes les conditions de polarisation grille-source ainsi drain-source.

Conclusion générale

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés aux variations de la conductance de sortie (module & phase) en fonction de la fréquence, la température et les conditions de polarisations grille-source et drain-source, dans les transistors à effet de champ MESFETs GaAs. Ces variations sont souvent attribués à différents paramètres y compris la présence de pièges localisée dans différentes régions de la structure du composant. Ainsi, la dispersion fréquentielle de la conductance de sortie est un des problèmes sérieux qui affecte le bon fonctionnement du MESFET GaAs et par conséquent les circuits intégrés analogique et numérique.

La dispersion fréquentielle de la conductance de sortie dans les MESFET GaAs à été étudiée via une étude comparative entre nos résultats expérimentaux et d'autres calculées via le modèle de Canfield et al, dans large gamme de fréquence, pour différentes conditions de polarisations grille-source, drain-source, et à différentes températures et pour deux composant

MESFET GaAs de type commercial. La comparaison des résultats expérimentaux de la dispersion fréquentielle du module de la conductance de sortie avec ceux du modèle a permis de déterminer la température de fonctionnement du composant. Cette température varie linéairement avec V_{gs} : une augmentation de $|V_{gs}|$ induit une décroissance dans cette température selon la loi : $T_f (K) = T_0 + \beta V_{gs}$. Aussi, nous avons noté une dispersion positive pour les faibles fréquences ($f \leq 4.16$ KHz). Cependant, pour les hautes fréquences ($f > 4.16$ KHz), les valeurs de $|g_d(f)/g_d(dc)|$ subissent une saturation, pour toutes les valeurs de V_{gs} .

Comme deuxième partie de cette étude, nous nous sommes intéressés à l'étude des variations de la phase de g_d en fonction de la fréquence et la température pour un transistor MESFET GaAs de type commercial. Dans un premier temps, les simulations théoriques étaient obtenues via le modèle de Canfield et al. Nous avons trouvé une différence considérable entre les résultats calculés et ceux mesurés quelque soit la température. Cette différence est étudiée dans toute la gamme de fréquence considérée et à différentes polarisations grille-source et drain-source. Par ailleurs, nous avons démontré que l'écart entre les résultats expérimentaux et théoriques diminue lorsque $|V_{gs}| \leq 0,45$ V, puis augmente en changeant de pente des variations. Notons que les plus grandes valeurs sont obtenues lorsque la tension, V_{gs} s'approche de celle du régime de pincement, $|V_{gs}| = 0,6$ V. Ce phénomène peut être attribué aux effets des pièges à l'interface canal-substrat. Il est pratiquement indépendant des valeurs de V_{ds} . Ceci montre la limitation du modèle de Canfield et al.

Dans ce contexte, nous avons développé le modèle de Canfield et al, qui exprime les variations de la conductance de sortie en fonction de la fréquence et la température. Notons qu'il est montré une limitation grâce à le rôle important de V_{gs} dans le changement de la conductance de sortie, qui est ignoré dans ce modèle. Pour cette raison, nous avons introduit un paramètre qui exprime l'effet de V_{gs} sur la conductance de sortie dans le modèle de Canfield & al.

Le modèle que nous proposons décrit les variations de la conductance de sortie en fonction de la fréquence, la température et la polarisation grille-source. La comparaison des résultats expérimentaux et ceux théoriques calculés par le modèle proposé pour la dispersion fréquentielle de la conductance de sortie (module et phase) confirme l'hypothèse de ce modèle ; particulièrement pour les deux types du MESFET GaAs N° 1 et 2 en régime ohmique ainsi qu'en régime de saturation, dans toute la gamme de fréquence et pour toutes les conditions de polarisation grille-source ainsi qu'en régime drain-source.

Références Bibliographiques

Introduction générale

- [1] S. L. Sheng « Semiconductor Physical Electronics » 2^{cd} edition Springer, (2006).
- [2] A. M. Darwish, A. Bayba, and H. A. Hung “Closed Form Expression for Thermal Resistance of a FET Structure” *Radar conference IEEE, p 1*, (2009).
- [3] C. Canali “Correlation between Thermal Resistance, Channel Temperature, Infrared Thermal Maps and Failure Mechanisms in Low Power MESFET Devices” *Microelectron. Reliab* , **29** (2), p 117, (1989).
- [4] D. L. Blackburn “Temperature Measurements of Semiconductor Devices - A Review” *in 20th SEMI-THERM Symposium*, p 70, (2004).
- [5] M. Shur, T. A. Fjeldly, T. Ytterdal, K. Lee “Unified GaAs MESFET model for circuit simulation” *Int. J. High Speed Electron*, **3** (2), p 201, (1992).
- [6] J. Conger, A. Peczalski, M. Shur “Temperature modeling of GaAs DCFL” *Int. J. High Speed Electron*, **3** (2), p 171, (1992).

- [7] T. Ytterdal, B. J. Moon, T. A. Fjeldly, M. S. Shur “Enhanced GaAs MESFET CAD model for a wide range of temperature” *IEEE Trans on electron device*, **42** (10), p 1724, (1995).
- [8] C. C. Penalosa, C. S. Aitchison “Modeling frequency dependence of output impedance of a microwave MESFET at low frequencies” *Electron Lett*, **21** (12), p 528, (1985).
- [9] N. Scheinberg, R. Bayruns, R. Goyal “A low-frequency GaAs MESFET circuit model” *IEEE J Solid-State Circ*, **23** (2), p 605, (1988).
- [10] J. Golio, M. Miller, G. Maracas, D. Johnson “Frequency dependent electrical characteristics of GaAs MESFETs” *IEEE Trans Electron*, **37** (5), p 1217, (1990).
- [11] J. Graffeuil, Z. Hadjoub, J. P. Fortea and M. Pouysegur “Analysis of capacitance and transconductance frequency dispersions in MESFETs for surface characterization” *Solid-State Electronics*, **29** (10), p 1087, (1986).
- [12] Z. Hadjoub, K. Cheikh, A. Doghmane “Influence of frequencies on output admittance, conductance and susceptance of GaAs MESFETs” *Optoelectron. Adv. Mater – Rapid Comm.*, **3** (4), p 360, (2009).
- [13] Z. Hadjoub, A. Khoualdia, K. Cheikh, A. Doghmane “Positive and negative frequency dispersion of output conductance in GaAs MESFETs used in optically controlled microwave Amplifiers” *IEEE, FrP*, **8**, p 1, (2007).
- [14] Y. Hasumi, N. Matsunaga, T. Oshima, and H. Kodera, “Characterization of the frequency dispersion of transconductance and drain conductance of GaAs MESFET” *IEEE Transactions on Electron Devices*, **50** (10), p 2032, (2003).

Chapitre I

- [1] J. Jyegal “Numerical analysis of formation properties of a high-field dipole domain for submicron GaAs field-effect transistor devices” *J Appl. Phy.* **111**, p 054513, (2012).
- [2] G. Luo, Y. Hsieh, E.Y. Chang, M.H. Pilkuhn, C.Chien, T. Yang, C. Cheng and C. Chang “High-speed GaAs metal gate semiconductor field effect transistor structure grown on a composite Ge/Ge[_xSi[_{1-x}Si substrate” *J Appl. Phy.* **101**, p 084501,(2007).
- [3] S. Kabra, H. Kaur, R. Gupta, S. Halidar, M. Gupta, and R. S. Gupta “Two-dimensional subthreshold analysis of sub-micron GaN MESFET”, *Microelectron. J.* **38**, p 547, (2007).

- [4] A. feradji , S. H. Pulko, A. Saidane and A. J. Wilkinson “ Transmission line matrix modeling of self heating in multi-finger 4H-SiC MESFETs” *journal of applied sciences*, **12** (1), p 32, (2012).
- [5] D. Yong, Y. Xiaolang “low-frequency noises in GaAs MESFETs currents associated with substrate conductivity and channel-substrate junction” *Chinese Science Bulletin* **56** (12) , p 1267,(2011).
- [6] X. W. Sun, J.S. Luo, Z. M. Zhou “A MESFET Variable-capacitance analytical model” *Chinese Science Bulletin*, **42**, p 374, (1997).
- [7] J. B. Xu, H. Y. Zhang, W. X. Wang “200 nm gate-length GaAs based MHEMT devices by electron beam lithography” *Chinese Science Bulletin*, **53**, p 3585, (2008).
- [8] X. Deng, B. Zhang and Z. Li “Electro-thermal analytical model and simulation of the self-heating effects in multi-finger 4H-SiC power MESFETs” *Semicond.Sci. Technol* **22**, p 10.1088/0268-1242/22/12/018, (2007).
- [9] A. M. Darwish, J. A. Bayba, and H. A. Hung “Accurate Determination of Thermal Resistance of FETs” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **53** (1), p 306, (2005).
- [10] G. L.Coustre “Contribution au développement d’une filière de transistor de forte puissance à base de technologie HEMT GaN pour applications télécoms et radar » thèse de doctorat (2009).
- [11] N. Kaddouri “La génération de chaleur dans un MESFET GaAs Submicronique ” *Journal of Scientific Research*, **2**, p 180, (2010).
- [12] F. H. Shoucair and P. K. Ojala “High temperature electrical characteristics of GaAs MESFETs 25-400 °C” *IEEE trans. Electron. Devices*, **39** (7), P 1551, (1992).
- [13] K. Fricke, H. L. Hartnagel, R. Schutz, G. Schweeger, and J. Wurfl "A new GaAs technology for stable FET's at 300°C." *IEEE Electron Device Let*, **10**, p 577, (1989).
- [14] J. F. Wager, A. J. Mccamant “GaAs MESFETs interface considerations” *IEEE trans. Electron. Devices*, **34** (5), P 1001, (1987).
- [15] M. S. Shur “GaN and related materials for high power application” in *Symposium proceedings of material research society, Symposium E*. Fall, (1997).
- [16] R. Narasimhan, L. P. Sadwick, R. J. Hwu “Enhancement of high temperature high frequency performance of GaAs-based FET’s by the high temperature electron technique” *IEEE Trans on electron device*, **46** (1), p 24, (1999).
- [17] B. Kramer, A. Mircea “Determination of saturated electron velocity in GaAs” *Appl Phys Lett*, **26** (11), p 623, (1975).

- [18] I. Mojzes, B. Podor, I. Balogh “On the temperature dependence of peak electron velocity and threshold field measured on GaAs Gunn diodes” *Phys State Solid*, **39** (2), p 123, (1977).
- [19] K. H. Nichols, C. M. Yee, C. M. Wolfe “High temperature carrier transport in n-type epitaxial GaAs” *Solid-State Electron*, **23**, p 109, (1980).
- [20] H. Wong, C. Ling, N. W. Cheung “On the temperature variation of threshold voltage of GaAs MESFET” *IEEE Trans on electron device*, **39** (7), p 1571, (1992).
- [21] Y. Gobert, G. Salmer “Comparative behavior and performance of MESFET and HEMT as a function of temperature” *IEEE Trans on electron device*, **41** (3), p 299. (1994).
- [22] F. Z. Khelifati “Étude des conditions de polarisation sur les propriétés électriques d’un MESFET GaAs” mémoire de magister (2010).
- [23] R. E. Anholt and S. E. Swirhun « Experimental investigation of the temperature dependence of GaAs FET equivalent circuits » . *IEEE Transactions on Electron Devices*, **39**, p 2029, (1992).
- [24] H. Wong, C. Liang and N.W. Cheung “On the temperature variation of threshold voltage of GaAs MESFET’s” *IEEE Transactions on Electron Devices*, **39**, p 1571, (1992).
- [25] T. Ytterdal, B. J. Moon, T. A. Fjeldly and M. S. Shur “Enhanced GaAs MESFET CAD model for a wide range of temperatures” *IEEE Transactions on Electron Devices*, **42**, p 1724, (1995).
- [26] M. Feng, D. R. Scherrer, P. J. Apostolakis, J.W. Kruse “Temperature dependent study of the microwave performance of 0.25-mm gate GaAs MESFETs and GaAs pseudomorphic HEMTs” *IEEE Transactions on Electron Devices*, **43**, p 852, (1996).
- [27] A. Giorgio, V. M. N. Passaro and A. G. Perri “DC thermal modelling of GaAs MESFETs based on a semi empirical Approach” *INT. J. ELECTRONICS*, **88** (8), p 861 (2001).
- [28] R. J. Tellez and B. Stothard “Ambient temperature effects on DC behaviour of GaAs MESFET devices ». *IEE Proceedings Pt. G*, **43** p 305, (1993).
- [29] V. I. Cojocar, and T. J. Brazil “A large-signal model for GaAs MESFETs and HEMTs valid at multiple DC bias-points” *Proceedings of IEEE European Gallium Arsenide and Related III± V Compounds Applications Symposium*, 28± 30 April, Torino, Italy (Torino: Politecnico di Torino), p 419, (1994).

- [30] A. Mediavilla, A. Tazon and J. L. Garcia “Phenomena description of pulsed characterization of GaAs MESFET transistors for non-linear modelling purposes” *Proceedings of IEEE European Gallium Arsenide and Related III± V Compounds Applications Symposium*, 28± 30 April, Torino, Italy (Torino: Politecnico di Torino), p 415, (1994).
- [31] W. R. Curtice “A MESFET model for use in the design of GaAs integrated circuits” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, **MTT-28**, p 448, (1980).
- [32] T. Kacprzak, A. Matreka “Compact dc model of GaAs FET’s for large-signal computer calculations” *IEEE J. Solid State Circuits*, **SC-18**, p 211, (1983).
- [33] H. Statz, P. Newman, I. Smith, R. Pucel and H. Haus “GaAs FET device and circuit simulation in SPICE”. *IEEE Trans Electron Dev*, **34(2)**, p 160, (1987).
- [34] A. J. McCamant, G.D. McCormark, D.H. Smith “An improved GaAs MESFET model for SPICE” *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, **38**, p 822, (1990).
- [35] T. J. Rodriguez, P. J. England. “A five-parameter dc GaAs MESFET model for nonlinear circuit design” *Proc IEEE*, **139** (3), p 325, (1992).
- [36] M. M. Ahmed, H. Ahmed, P. H. Ladbrooke “An Improved DC Model for Circuit Analysis Programs for Submicron GaAs MESFETs” *IEEE Transaction on Electron Devices*, **44** (3), p 360, (1997).
- [37] P. J. McNally, B. Daniels. “Compact DC model for submicron GaAs MESFETs including gate-source modulation effects”. *ELSEVIER Microelectron J*, **32**, p 249, (2001)
- [38] M. S. Islam, M. M. Zaman “A seven parameter nonlinear I–V characteristics model for sub-1m range GaAs MESFETs”. *ELSEVIER Solid-State Electron J*, **48**, P 1111, (2004).
- [39] J. Dobes, L. Pospisil “Enhancing the accuracy of microwave element models by artificial neural networks”. *Radio Eng J*, **13(3)**, p 7, (2004).
- [40] N. M. Memon, M. M. Ahmed and F. Rehman “A comprehensive four parameters I–V model for GaAs MESFET output characteristics” *Solid-State Electronics*, **51**, p 511, (2007).
- [41] F. Kebaili, O. El Mansouri, B. Marir, M. Benabbas “Temperature Dependent on Submicron Gallium Arsenide Metal Semiconductor Field Effect Transistor Characteristics” *International Review of Physics (I.R.E.PHY.)*, **3** (5), p 274, (2009).
- [42] F. Schwierz, J. J. Lion “Modem Microwave Transistors; theory, design and performances” (John Wiley, New York, 2003).

- [43] P. Hachemi, A. Behnam, E. Fathi, A. Kusha and M. EInokali “2D Modelling of Potential distribution and threshold voltage of short channel fully depleted dual material gate SOI MESFET” *solid state electronics*, **49**, p 1341, (2005).
- [44] P. C. Canfield, S. C. F. Lam, D. J. Allstot, “Modeling of frequency and temperature effects in GaAs MESFET’s” *IEEE. J. Solid-State circuit*, **25** (1), p 299, (1990).
- [45] A. M. Darwish, A. Bayba, and H. A. Hung “Closed Form Expression for Thermal Resistance of a FET Structure” *Radar conference IEEE*, p 1, (2009).
- [46] M. Kameche and M. Feham “Simple technique to determine the drain temperature in GaAs metal semiconductor field effect transistor” *Journal of Applied Physics*, **93**(10), p 6344, (2003).
- [47] A. M. Darwish, A. Bayba, and H. A. Hung “Accurate Determination of Thermal Resistance of FETs” *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, **53** (1), p 306, (2005).
- [48] D. B. Estreich “A DC Technique for Determining GaAs MESFET Thermal Resistance” *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, **12** (4), p 675, (1989).

Chapitre II

- [1] D. L. Blackburn “Temperature Measurements of Semiconductor Devices - A Review” *in 20th SEMI-THERM Symposium*, p 70, (2004).
- [2] J.W. Sofia "Electrical Temperature Measurement Using Semiconductors" (Electronics Cooling, 1997).
- [3] H. Fukui “Thermal Resistance of GaAs Field-Effect Transistors” *in IEDM Tech.Dig (Washington)*, p 118, (1980).
- [4] F. F. Oettinger, D. L. Blackburn & S. Rubin "Thermal Characterization of Power Transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-23**, p 831, (1976).
- [5] B.S.Siegal "Aproposed Method for Testing Thermal Resistance of MESFET " *MSN*, p 66 , (1977).
- [6] E. H. Rhoderick “Metal-Semiconductor Contacts”, *Clarendon Press*, p 7, (1978).
- [7] D. B. Estreich “A DC Technique for Determining GaAs MESFET Thermal Resistance” *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, **12** (4), p 675, (1989).

- [8] S. H. Wemple and H. C. Huang "Thermal design of power GaAs FET's" *GaAs Principles and Technology* (J. V. DiLorenzo and D. D. Khandelwal, Eds), Artech House, Dedham , p 309, (1982).
- [9] P. W. Webb "Measurements of thermal resistance using electrical methods" *IEE Proc.* **134 (I)**, p 51, (1987).
- [10] C. Canali, E. Zanoni "Correlation between Thermal Resistances, Channel Temperature, Infrared Thermal Maps and Failure Mechanisms in Low Power MESFET Devices" *Microelectron. Reliab.* **29(2)**, p 117, (1989).
- [11] A. Sarua, J. Hangfeng, M. Kuball, J.U. Michael, T. Martin, P. K. Hilton, and R. S. Balmer "Integrated Micro-Raman/Infrared Thermography Probe for Monitoring of Self-Heating in AlGaN/GaN Transistor Structures" *IEEE Transactions on Electron Devices*, **53(10)**, p 2438, (2006).
- [12] M. S. Liu, L. A. Bursill, S. Praver, K. W. Nugent, Y. Z. Tong, and G. Y. Zhang, "Temperature dependence of Raman scattering in single crystal GaN films," *Appl. Phys. Lett.*, **74 (21)**, p 3125, (1999).
- [13] W. S. Li, Z. X. Shen, Z. C. Feng, and S. J. Chua, "Temperature dependence of Raman scattering in hexagonal gallium nitride films," *J. Appl. Phys.* **87(7)**, p 3332, (2000).
- [14] A. Link, K. Bitzer, W. Limmer, R. Sauer, C. Kirchner, V. Schwegler, M. Kamp, D. G. Ebling, and K. W. Benz, "Temperature dependence of the E_2 and $A_1(\text{LO})$ phonons in GaN and AlN," *J. Appl. Phys.* **86 (11)**, p 6256, (1999).
- [15] J. Kim, J. A. Freitas, P. B. Klein, S. J. Ren, and S. J. Pearton, "The effect of thermally induced stress on device temperature measurements by Raman spectroscopy" *Electrochem. Solid-State Lett.* **8 (12)**, p G345, (2005).
- [16] G. Abstreiter "Micro-Raman Spectroscopy for Characterization of Semiconductor Devices" *Applied Surface Science*, **50**, p 73, (1991).
- [17] R. Ostermeir, R. Brunner, G. Abstreiter, and W. Weber, "Temperature Distribution in Si-MOSFETs Studied by Micro-Raman Spectroscopy", *IEEE Transactions on Electron Devices*, **39(4)**, p 858, (1992).
- [18] M. Kuball, J.M. Hayes, M.J. Uren, I. Martin, J.C.H. Birbeck, R.S. Balmer and B.T Hughes "Measurement of Temperature in Active High-Power AlGaN/GaN HFETs Using Raman Spectroscopy" *IEEE Electron Device Letters*, **23(1)**, p 7, (2002).
- [19] J. He, V. Mehrotra and M. C. Shaw "Ultra-High Resolution Temperature Measurement and Thermal Management of RF Power Devices Using Heat Pipes"

- Proceedings of 11th Annual Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, p 145, (1999).
- [20] R. J. Simms, J. W. Pomeroy, M. J. Uren, T. Martin, and M. Kuball "Channel Temperature Determination in High-Power AlGa_N/Ga_N HFETs Using Electrical Methods and Raman Spectroscopy" *IEEE Transactions on Electron Devices*, **55** (2), p 478, (2008).
- [21] A. F. M. Anwar, S. Wu, and R. T. Webster, "Temperature dependent transport properties in Ga_N, Al_xGa_{1-x}N and In_xGa_{1-x}N semiconductors" *IEEE Trans. Electron Devices*, **48** (3), p 567, (2001).
- [22] M. Nishiguchi, M. Fujihara, A. Miki and H Nishizawa "Precision Comparison of Surface Temperature Measurement Techniques for GaAs ICs", *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology* , **16** (5), p 543 (1993).
- [23] J. P. David, J. Duveau, J. Guerin and A. Michel "Electrical and Thermal Testing and Modeling of Breakdown in Space Solar Cells and Generators" *Conference Record 23rd IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, p 1415 ,(1993).
- [24] 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*, p 43, (2001).
- [25] J. McDonald, and G. Albright "Microthermal Imaging in the Infrared", *Electronics Cooling* (1997)
- [26] 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*, p 245, (1991).
- [27] 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*, p 45, (2000).
- [28] 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 3rd IEEE Caracas Conferences on Devices, Circuits and Systems*, D1114/1-D1114/8, (2000).
- [29] D. C. Hall, L. Goldberg and D. Mehuys "Technique for Lateral Temperature Profiling in Optoelectronic Devices Using a Photoluminescence Microprobe", *Applied*

- Physics Letters*, **61** (4), p 384, (1992).
- [30] Q. Kim, B. Stark and S. Kayali "A Novel, High Resolution, Non-Contact Channel Temperature Measurement Technique" *Proceedings 36th Annual IEEE Reliability Physics Symposium*, p108 ,(1998) .
- [31] K. Yamaguchi, S. Asai and H. kodera "two-dimensionel numerical analysis of stability criteria of GaAs FETs" *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED 23**, p 1283, (1976).
- [32] M. Kameche and M. Feham "Simple technique to determine the drain temperature in GaAs metal semiconductor field effect transistor" *Journal of Applied Physics*, **93**(10), p 6344, (2003).
- [33] P. C. Canfield, S. C. F. Lam, D. J. Allstot "Modeling of frequency and temperature effects in GaAs MESFET" *IEEE Journal of solid state circuits*, **25**, p 299, (1990).
- [34] H. F. Cooke "Precise technique finds FET thermal resistance," *Microwaves RF*, p 85, (1986).
- [35] F. Masana "A closed form solution of junction to substrate thermal resistance in semiconductor chips" *IEEE Trans. Comp., Packag., Manufact. Technol. A*, **19** (4), p 539 , (1996).
- [36] A. M. Darwish, A. Bayba, and H. A. Hung "Closed Form Expression for Thermal Resistance of a FET Structure" *Radar conference IEEE*, p 1, (2009).

Chapitre III

- [1] F. Djeflal, N. Lakhdar " An Improved analog electrical performance of submicron dual-material gate (DM) GaAs MESFETs using multi-objective computation" *J comput Electron* , **12**, p 29, (2013).
- [2] M. M. Ahmed "An improved method to estimate intrinsic small signal parameters of a GaAs MESFET from DC characteristics" *IEEE Tran electron devices*, **50**, p 2196, (2003).
- [3] N. M. Memon, M.M. Ahmed, F. Rehman "A comprehensive four parameters I-V model for GaAs MESFET output characteristic" *solid state electron*, **51**, p 511, (2007).
- [4] M. S. Islam, M. M. Zaman "A seven parameters nonlinear I-V characteristics model for sub- μm range GaAs MESFETs" *solid state electron*, **48**, p 1111, (2004).
- [5] N. Scheinberg, R. Bayruns, R. Goyal "A low-frequency GaAs MESFET circuit model" *IEEE J Solid-State Cire*, **23**, p 605, (1988).

- [6] J. Golio, M. Miller, G. Maracas, D. Johnson “Frequency dependent electrical characteristics of GaAs MESFETs” *IEEE Trans Electron*, **37**, p 1217, (1990).
- [7] S. Ho, C.P. Lee “Numerical Analysis of Frequency dependent output conductance of GaAs MESFETs” *IEEE Trans Electron*, **38**, p1693, (1991).
- [8] P. Canfield, J. Medinger, L. Forbes “Buried-channel GaAs MESFETs with frequency-independent output conductance” *IEEE Electron Device Lett*, **EDL-8**, p 88, (1987).
- [9] J. Graffeuil, Z. Hadjoub, J. P. Fortea, M. Pouysegur “Analysis of capacitance and transconductance frequency dispersions in MESFETs for surface characterization” *Solid-State Electronics*, **29**, p 1087, (1986).
- [10] A. Raffo, V. Vadalà, P.A. Traverso, A. Santarelli, G. Vannini, F. Filicori “A dual-source nonlinear measurement system oriented to the empirical characterization of low-frequency dispersion in microwave electron devices” *Computer Standards & Interfaces*, **33**, p 165, (2011).
- [11] W. Liu, I. Chung, L. Liu, S. Leng, D. A. Cartes “Real-time particle swarm optimization based current harmonic cancellation” *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, **24**, p 132, (2011).
- [12] P. C. Canfield, S. C. F. Lam, D. J. Allstot “Modeling of frequency and temperature effects in GaAs MESFET” *IEEE Journal of solid state circuits*, **25**, p 299, (1990).
- [13] R. Anholt “Electrical and thermal characterization of MESFETs, HEMTs and HBTs” Artech House, Boston, London (1994).
- [14] N. Kaddouri “La génération de chaleur dans un MESFET GaAs Submicronique” *Journal of Scientific Research*, **2**, p 180, (2010).
- [15] S. H. Wemple, H. Huang “Thermal design of power GaAs FETs” in *GaAs FET Principles and Technology*, J. V. Dilorenzo and D. D. Khandelwac, Eds. Dedham, p 313, (1982).
- [16] C. Canali “Correlation between Thermal Resistance, Channel Temperature, Infrared Thermal Maps and Failure Mechanisms in Low Power MESFET Devices” *Microelectron. Reliab*, **29** (2), p 117, (1989).
- [17] G. Parish, Y. F. Wu, U. K. Mishra “Low-temperature shallow-trap related output admittance frequency dispersion in AlGaIn/GaN MODFETs” *IEEE International Conference*, p 252, (1999).
- [18] G. Meneghesso, A. Paccagnella, Y. Haddab, C. Canali, E. Zanoni “Evidence of interface trap creation by hot electrons in AlGaAs/GaAs high electron mobility transistors” *Apply Phys Lett*, **69**, p 1411, (1996).

- [19] J. Lagowski, D.G. Lin, T. Aoyama, H. C. Gatos “Oxygen related mid gap level in GaAs,” in *proc.3rd semi-insulating III-V materials conf. (Kah-nee-ta,OR)*, D. C. Look and J. S Blakemore, Eds, Natwich, UK Shiva, p 222, (1984).
- [20] J. W. Sofia "Electrical Temperature Measurement Using Semiconductors" Electronics Cooling, (1997).
- [21] H. Fukui “Thermal Resistance of GaAs Field-Effect Transistors” in *IEDM Tech.Dig (Washington)*, p 118, (1980).
- [22] D. B. Estreich “A DC Technique for Determining GaAs MESFET Thermal Resistance” *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, **12** (4), p 675, (1989).

Chapitre IV

- [1] M. Shur, T. A. Fjeldly, T. Ytterdal, K. Lee “Unified GaAs MESFET model for circuit simulation” *Int. J. High Speed Electron*, **3** (2), p 201, (1992).
- [2] J. Conger, A. Peczalski, M. Shur “Temperature modeling of GaAs DCFL” *Int. J. High Speed Electron*, **3** (2), p 171. (1992).
- [3] T. Ytterdal, B. J. Moon, T. A. Fjeldly, M. S. Shur “Enhanced GaAs MESFET CAD model for a wide range of temperature” *IEEE Trans on electron device*, **42** (10), p 1724, (1995).
- [4] F. Djeflal, N. Lakhdar “An Improved analog electrical performance of submicron dual-material gate (DM) GaAs MESFETs using multi-objective computation” *J comput Electron*, **12**, p 29, (2013).
- [5] W. Liu, I. Chung, L. Liu, S. Leng, D. A. Cartes “Real-time particle swarm optimization based current harmonic cancellation” *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, **24**, p 132, (2011).
- [6] P. C. Canfield, S. C. F. Lam, D. J. Allstot “Modeling of frequency and temperature effects in GaAs MESFET” *IEEE Journal of solid state circuits*, **25**, p 299, (1990).
- [7] Z. Hadjoub, K. Cheikh, A. Doghmane “Influence of frequencies on output admittance, conductance and susceptance of GaAs MESFETs” *Optoelectron. Adv. Mater – Rapid Comm.*, **3** (4), p 360, (2009).

- [8] Z. Hadjoub, K. Cheikh, A. Doghmane “Investigation of low frequency dependence of output conductance in GaAs MESFET” *African Phys. Review 2 (Microelectronics)*, **0022**, p 46, (2008).
- [9] Z. Hadjoub, A. Khoualdia, K. Cheikh, A. Doghmane “Positive and negative frequency dispersion of output conductance in GaAs MESFETs used in optically controlled microwave Amplifiers” *IEEE, FrP*, **8**, p 1, (2007).
- [10] Y. Hasumi, N. Matsunaga, T. Oshima, and H. Kodera, “Characterization of the frequency dispersion of transconductance and drain conductance of GaAs MESFET” *IEEE Transactions on Electron Devices*, **50** (10), p 2032, (2003).
- [11] G. Parish, Y. F. Wu, U. K. Mishra “Low-temperature shallow-trap related output admittance frequency dispersion in AlGaIn/GaN MODFETs” *IEEE International Conference*, p 252, (1999).
- [12] G. Meneghesso, A. Paccagnella, Y. Haddab, C. Canali, E. Zanoni “Evidence of interface trap creation by hot electrons in AlGaAs/GaAs high electron mobility transistors” *Apply Phys Lett*, **69**, p 1411, (1996).
- [13] SH. Ho , C. P. Lee “Numerical Analysis of Frequency dependent output conductance of GaAs MESFETs” *IEEE Trans Electron Devices*, **38**, p 1693, (1991).
- [14] S. Chio, B. D. Mukunda “Origin and modeling of the frequency dependent output conductance in microwave GaAs MESFETs with buried layer” *IEEE Transaction on Electron Devices*, **41** (10), p 1725, (1994).
- [15] M. S. Islam, M. M Zaman “A seven parameter nonlinear I - V characteristics model for sub- μ m range GaAs MESFETs” *Solid State Electronics*, **48**, p 1111, (2004).
- [16] L. E. Larson “An Improved GaAs MESFET Equivalent Circuit Model for Analog Integrated Circuit Applications » *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **SC-22** (4), p 567, (1987).
- [17] N. Ishihara, H. Kikuchi , M. Ohara “Gigahertz-Band High-Gain GaAs Monolithic Amplifiers Using Parallel Feedback Technique” *IEEE Journal of Solid-State Circuits* **24** (4), p 962, (1989).
- [18] M. M. Ahmed, H. Ahmed, P. H. Ladbrooke “An Improved DC Model for Circuit Analysis Programs for Submicron GaAs MESFETs” *IEEE Transaction on Electron Devices*, **44** (3), p 360, (1997).