

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البلدية
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Mention Électronique

Spécialité système des télécommunications

présenté par

LOUAKED Elyes

FITAS Abdelaziz

Pour l'obtention du diplôme master en système des télécommunications

Thème

Modélisation de la température pour les composants actifs radio fréquence

Encadré par : Dr Samir DAHMANI

Année Universitaire 2019-2020

Remerciements et Dédicaces

Tout d'abord, une louange, remerciement et gratitude à Dieu le tout puissant qui nous 'a guidé sur le droit chemin Tout au long du travail et nous 'a inspiré les bons pas et les Justes reflexes. Sans sa miséricorde, ce travail n'aura pas Pu être abouti.

Nous tenons à remercier sincèrement à notre Encadreur

* **Dr DAHMANI** * qui a mis

Toute sa compétence à Notre disposition, pour ces directives conseils judicieux et pour Son suivi régulier à l'élaboration de Ce modeste travail.

Nous voudrions aussi exprimer toute notre gratitude et nos Remerciements à tous les enseignants de département d'Électronique et les personnels Administratifs et techniques, qui ont Contribué de près ou de loin à nos formations durant ces cinq années

À l'Université de Blida.

Nous remercions toutes les personnes qui nous ont soutenu, d'une façon ou d'une autre, nous éprouvons incessamment leur estime et amabilité.

Nous terminons ces remerciements en saluant vivement Les membres du jury Pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de lire et juger ce travail.

Nous dédions également ce modeste travail à :

À nos très chers parents qui n'ont pas cessé de nous encourager et de nous soutenir dans les moments difficiles, qui ont prié Dieu pour nous, et qui ont su nous entourer de leurs affections et amours. ***Tous ceux qui nous sont chers***

ملخص:

تم توجيه عملنا في إطار بحث عن التأثير الحراري على سلوك ترانزستور HEMT AL-GAN/GAN لأن أدائها وموثوقيتها تعتمد بشكل مباشر على درجات حرارة التشغيل، وهذا الأخير واعد للغاية. لتطبيقات الطاقة العالية والترددات العالية. يتم تنفيذ هذا العمل عن طريق التصميم بمساعدة الكمبيوتر CAO وهو أمر ضروري لعكس الواقع مع زيادة مستوى الطاقة ودرجة حرارة القناة.

الكلمات المفتاحية: التأثير الحراري ; طريق التصميم بمساعدة الكمبيوتر CAO ; ترانزستور HEMT AL-GAN/GAN.

Résumé :

Notre travail s'est orienté dans le cadre d'une recherche de l'effet thermique sur le comportement de transistor de puissance HEMT AL-GAN/GAN car leurs performances et leur fiabilité dépendent directement de leurs températures de fonctionnement .ce dernier est très prometteur pour les applications haute puissance à hautes fréquences. Ce travail est fait par une conception assistée par ordinateur (CAO) laquelle est essentiel pour refléter la réalité avec l'augmentation du niveau de puissance et de la température du canal.

Mots clés: l'effet thermique; transistor HEMT; AL-GAN/GAN; conception assistée par ordinateur CAO;

Abstract:

Our work is oriented towards researching the thermal effect on the behavior of HEMT AL-GAN/GAN power transistors because their performance and reliability are directly dependent on their operating temperature, which is very promising for high-power, high-frequency applications.

This work is done by computer aided design (CAD) which is essential to reflect the reality with increasing power level and channel temperature.

Keywords thermal effect; transistors HEMT; AL-GAN/GAN; computer aided design (CAD).

LISTE DES ABREVIATION :

- GaAs Arséniure de Gallium
- GaN Nitrure de Gallium
- HEMT High Electron Mobilité Transistor
- JFET Transistor à Effets de Champ à Jonction
- FET Transistor à effet de champ
- MESFET Métal Semi-conducator Field Effect Transistor.
- MOSFET Transistor à Effets de Champ A Grille Isolée
- HFET Heterojunction Field Effect Transistor
- HEMTs High Electron Mobilité Transistor Schottky
- TEGFET Two-dimensional Electron Gas Field Effect Transistor
- MODFET Modulation Doped Field Effect Transistor
- HFET Heterojunction Field Effect Transistor
- ADS Advanced data simulator
- 2DEG Gaz d'électron bidimensionnel
- K Constante de Boltzmann
- RF Radio Frequence
- SiC Carbure de silicium
- PAE Power Added Efficiency
- RF Radio Frequence
- V_{gs} La tension grille-source
- V_{gd} La tension grille-drain
- R_i Résistance de charge intrinsèque grille- source
- R_{gd} Résistance de charge intrinsèque grille- drain
- R_S Résistance extrinsèque de la source
- R_d Résistance extrinsèque du drain
- R_g Résistance extrinsèque de la grille
- L_g L'inductance métallique de la grille
- L_S L'inductance métallique de la source
- L_d L'inductance métallique du drain

- P_S La puissance de sortie
- η_{PAE} Le rendement en puissance ajoutée
- G_P Le gain en puissance
- P_E La puissance d'entrée
- E_g^B, E_g^B énergies de bande interdite
- E_C La bande de conduction
- E_v La bande de valence
- Δ_{EC} Les discontinuités de bande de conduction
- Δ_{Ev} Les discontinuités de bande de valence
- Δ_{Ei} Différence de largeur de bandes interdites
- A, B Semi-conducteur
- C_{ds} Capacité drain-source
- C_{dsp} Capacité du boîtier entre le drain et la source
- C_{gd} Capacité grille-drain
- C_{gs} Capacité grille-source
- C_{gsp} Capacité du boîtier entre la grille et la source
- C_{pd} Capacité de plots du drain
- C_{pg} Capacité de plots de la grille
- C_{ps} Capacité de plots de la source
- Q_{gd} Charge grille-drain
- Q_{gs} Charge grille-source
- Q_g La charge de la zone dépeuplée sous la grille.
- g_d Conductance du drain
- g_m Transconductance
- G_p Gain en puissance
- $T_{Réf}$ La température de référence
- R_{TH} Résistance thermique
- Z_{TH} Impédance thermique
- τ_{TH} Constante de temps thermique
- C_{TH} Capacité thermique

- C_p La capacité thermique massique
- V_{TH} Tension de seuil
- P_{diss} Puissance dissipée
- Φ Densité de flux de chaleur
- $q ; \varphi$ Flux de chaleur
- K_{th} Conductivité thermique
- T_{amb} Température ambiante
- T_c Température canal
- I_{DS} Courant de Drain
- V_{DS} Tension de Drain
- P_{diss} Puissance Dissipe
- V_{GS} Tension Grille
- R_{th} Résistance Thermique
- τ_{th} constant de temps
- C_{th} Capacité thermique

III. Table des matières

Chapitre I : TRANSISTOR HEMT

1.1	INTRODUCTION	1
1.2	Définition des semi-conducteurs III-V	1
1.3	Les composés binaires, ternaires et quaternaires des semi-conducteurs III-V	2
1.3.1	Les composés binaires	2
1.3.2	Les composés ternaires et quaternaires	3
1.4	Le nitrure de Gallium GaN	4
1.5	Les dispositifs à semi-conducteurs grand gap	6
1.6	Hétérostructure AlGaIn/GaN	7
1.6.1	Définition de l'hétérojonction.....	7
1.6.2	Hétérostructure classique AlGaIn/GaN	8
1.7	Champs piézoélectrique et polarisation spontanée	10
1.7.1	Polarisation spontanée.....	11
1.7.2	Polarisation piézoélectrique	11
1.7.3	Concentration du gaz bidimensionnel	12
1.7.4	Contacts Schottky et Ohmiques	13
1.8	Transistor HEMT	14
1.8.1	Historique du transistor HEMT	14
1.8.2	Structure d'un HEMT	16
1.8.3	Transistor HEMT AlGaIn/GaN	19
1.8.4	Principe de fonctionnement du HEMT AlGaIn/GaN	19
1.8.5	Avantages et inconvénients des transistors HEMT	21
a.	Avantages	21
b.	Inconvénients	21
1.9	Conclusion	22

Chapitre II : Modélisation des transistors HEMT.

2.1	Introduction	23
2.2	Méthodologie de modélisation des transistors	23
2.2.1	Choix de la topologie	25
a.	Topologie en boîte noire	25
b.	Topologie « explosée »	25
2.2.2	Les méthodes d'extraction	26
a.	Simulation électromagnétique	27
b.	Le FET froid	28
c.	L'optimisation	28
d.	Méthode statistique	29
e.	Méthode analytique	29
2.3	Les différents types de modélisations génériques	29
2.3.1	Les modèles physiques analytiques	29
2.3.2	Les modèles physiques numériques	30
2.3.3	Les modèles phénoménologiques	31
2.4	Modélisation d'un transistor HEMT	32
2.4.1	Modèle petit-signal	32
a.	Eléments intrinsèques	32
b.	Eléments extrinsèques	34
2.4.2	Modèle grand-signal	35
2.5	Limitations du HEMT AlGaIn/GaN	36
2.6	L'effet thermique	36
2.6.1	Pourquoi est-il important de connaître la température d'un composant ?	36
2.6.2	Généralité sur les transferts thermiques	37
a.	La chaleur	37
b.	Le champ de température	38
c.	Le gradient de température	38
d.	Flux de chaleur et densité de flux	38
e.	Puissance dissipée	39
f.	Résistance thermique RTH	40

g.	Relation entre Impédance thermique Z_{th} capacité thermique C_{th}	41
2.6.3	Les modes de transfert de chaleur	42
a.	Transfert de chaleur par Conduction	42
b.	Transfert de chaleur par Convection	43
c.	Transfert de chaleur par Rayonnement	44
2.6.4	Récapitulatif	44
2.6.5	Auto échauffement des transistors de puissance (Self-heating)	45
2.7	Conclusion	47

Chapitre III Résultats et interprétations de l'effet thermique.

3.1	Introduction	49
3.2	Description du logiciel ADS	49
3.3	Description Matlab	50
3.4	Résultat est interprétation	51
3.4.1	Calcul de la puissance dissipée avec la méthode pulsées	51
3.4.2	Résistance thermique	53
3.4.3	CONSTANTE DE TEMPS THERMIQUE	54
3.5	Le circuit thermique RC.....	57
3.6	Modélisation le courant de drain.....	59
3.7	Implémentation HEMT ALGAN GAN sous ADS.....	62
3.8	Simulation et vérification des modèles de grands signaux.....	64
3.8.1	Modèle de vérification des paramètres S.....	64
3.8.2	Vérification des grands signaux à tonalité unique.....	65
3.9	CONCLUSION.....	67

IV.CONCLUSION GENERALE

V.REFERENCE

Liste des figures

Figure 1.1 : Secteurs d'applications des semi-conducteurs à grand Gap.....	5
Figure 1.2 : Principales structures de transistors RF.....	7
Figure 1.3 : Les trois types d'hétérojonctions.....	8
Figure 1.4 : Niveaux d'énergie d'AlGaN et GaN, mis en jeu dans l'hétérojonction.....	8
Figure 1.5 : Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée nulle.....	9
Figure 1.6 : Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée non nulle.....	10
Figure 1.7 : Champ électrique généré par une polarisation spontanée dans un matériau GaN.....	11
Figure 1.8 : couches d'atomes donnant lieu à deux polarités différentes.....	12
Figure 1.9 : Gaz bidimensionnel généré par les polarisations.....	12
Figure 1.10 : Diagramme des bandes de conduction pour un contact Schottky à l'équilibre thermique.....	13
Figure 1.11 : Structure d'un transistor HEMT.....	16
Figure 1.12 : Influence de la tension de commande sur le diagramme de bande.....	20
Figure 2.1 : Étapes de méthodologie d'extraction d'un modèle.....	24
Figure 2.2 : Caractéristiques physiques d'un modèle à éléments localisés.....	26
Figure 2.3 : Modèle complet petit signal.....	27
Figure 2.4 : Éléments intrinsèques et extrinsèques d'un circuit équivalent en mode froid....	28
Figure 2.5 : Origine physique des éléments du modèle électrique petit signal du HEMT.....	32
Figure 2.6 : Modèle électrique petit signal simplifié du HEMT.....	32
Figure 2.7 : Schéma équivalent fort signal d'un HEMT.....	35
Figure 2.8 : Relation fondamentale entre la résistance électrique et la résistance thermique.....	40
Figure 2.9.a : Principe du transfert d'énergie par conduction de chaleur.....	42
Figure 2.9.b : Conduction de la chaleur dans un barreau.....	43
Figure 2.10 : Principe de rayonnement thermique.....	44
Figure 2.11 : illustration Auto échauffement dans le transistor GaN à un doigt.....	46
Figure 2.12 : Causes principales de la défaillance électronique.....	47

Figure 3.1: Croisement des courbes I(V) pulsé et statique-DC.....	51
Figure 3.2: Croisement des courbes I(V) pulsé et statique-DC.....	52
Figure 3.3: Caractérisation de constante de temps thermique en fonction de l'ordre équivalent des circuits RC	56
Figure 3.4: Circuit Electrothermique équivalent pour un dispositif électronique.....	58
Figure 3.5: montre les quatre paramètres d'ajustement des effets dispersifs extraits en fonction des tensions de polarisation intrinsèques, (V_{gs0} , V_{ds0}).....	61
Figure 3.6: Synoptique de transistor HEMT sous ADS.....	62
Figure 3.7: Symbole de composant d'accès aux données.....	62
Figure 3.8: Implémentation du modèle HEMT GaN à grands signaux dans le logiciel ADS.....	63
Figure 3.9: Vérification des paramètres S du modèle à grand signal de 3,2 mm (8 x 400 μ m) AlGaIn/GaN HEMT au point profond de la classe AB.....	65
Figure 3.10: Simulations (lignes) et mesures (symboles) du balayage de puissance monotone au point de polarisation de classe A.....	66

Liste des tableaux

Tableau 1-1 : extrait de la classification périodique des éléments	2
Tableau 1-2 : propriété des principaux composés binaires III-V à 300 K	3
Tableau 2.1 : Relations et similitudes entre le domaine thermique et le domaine électrique.....	46
Tableau 2.2 : Récapitulatif mode de transfert de chaleur selon les milieux de diffusion	47
Tableau 3.1 : Constantes de temps thermiques pour les HEMT AlGaIn/GaN de 3,2 mm sur SiC.....	55
Table 3.2: Résistance thermique pour 3.2 mm AlGaIn/GaN HEMTs on SiC.....	57
Table 3.3: Capacité thermique 3.2 mm AlGaIn/GaN HEMTs on SiC.....	58

Introduction générale

Introduction générale

Les avancées technologiques des circuits intégrés micro-ondes sont la clé pour ouvrir et exploiter pleinement de nouvelles opportunités de marché, comme on a pu le constater cette dernière décennie avec l'explosion des télécommunications mobiles : commencer par le téléphone portable, les réseaux internet sans fil (Wireless Local Area Network : WLAN), les systèmes Bluetooth, les radars anticollision de véhicules, radio télescope, jusqu'à la souris et le clavier de l'ordinateur sans fil.

Toutes ces applications font partie intégrale du domaine des radiofréquences (RF), et elles se sont développées grâce au progrès des transistors et de leurs performances.

Dans ce domaine des RF ou des hyperfréquences, les composants III-V à base de gallium (GaN) ou (AlGaN) sont utilisés de préférence car ils présenteront de meilleures performances. Le développement des systèmes utilisant les ondes hyperfréquences pour les télécommunications militaire ou grand public, nécessite des composants discrets et de puissance pouvant fonctionner à des fréquences élevées. Il s'agit de composants hyperfréquences performants pour des systèmes d'émission réception. Les potentialités des transistors HEMTs à base de l'hétérostructure AlGaN/GaN intéressent fortement la communauté scientifique internationale et sont certainement les plus étudiés actuellement au niveau mondial. Ils sont apparus comme candidats attractifs pour les applications à forte tension, puissance élevée aux fréquences micro-ondes. Grâce aux polarisations spontanées et piézoélectriques, ils ont la facilité de réaliser une concentration de gaz bidimensionnel d'électrons 2DEG à l'interface sans dopage intentionnel.

Les travaux développés dans ce mémoire portent sur l'étude de l'effet thermique sur les performances statiques du transistor HEMT à hétérostructure AlGaN/GaN. En effet, la chaleur générée par la puissance dissipée dans la zone active conduit à l'augmentation de sa température qui se propage principalement par conduction via les contacts ohmiques et/ou

via le substrat. L'élévation de la température dans la zone active a un impact non négligeable dans la dégradation de nombreux paramètres physiques du transistor et en particulier la dégradation de leurs propriétés de transport comme par exemple la mobilité des électrons ou encore leurs vitesse de saturation. En conséquence, elle constitue l'un des principaux facteurs limitant les performances physiques et électriques des FETs et son influence sur la fiabilité de ce composant est peu connue.

Ce mémoire est divisé en trois chapitres :

Le premier chapitre est destiné à la description générale des semi-conducteurs III-N, les transistors à effet de champ ainsi les avantages et les propriétés physiques et électriques du nitrure de gallium. En suite l'hétérojonction AlGaN/GaN, une présentation est donnée afin d'expliquer la physique liée à cette structure, puis les principes fondamentaux du fonctionnement électrique d'un transistor HEMT. On présente un modèle de la mobilité des électrons 2DEG en fonction de la température dans le canal du transistor ainsi que du dopage.

Le second chapitre, présente une introduction à la modélisation des transistors de puissance, les types de modélisation, les topologies et ces différents modèles.

Dans le troisième chapitre, on s'est consacré à la présentation et l'interprétation des résultats de simulation obtenus en prenant en compte l'effet thermique et l'auto-échauffement sur les propriétés et les caractéristiques électriques sur le HEMT AlGaN/GaN. Une conclusion et des perspectives seront données en fin de ce mémoire.

Chapitre 1 : Transistor HEMT

1.1 Introduction

Ce chapitre présente les caractéristiques physiques et thermiques des matériaux IIIN ainsi que les polarisations dans ces matériaux. Il discute aussi les atouts de ces différents matériaux pour la conception des composants à effet de champ aux applications hyperfréquences.

Ensuite, les différents types des composants à effet de champ précisement le HEMT. En fait, ce paragraphe présente ces composants du point de vue structure et principe physique. Puis, il détaille leur fonctionnement physique et électrique et précise leur performance actuelle.

Nous avons aussi décrire Le nitrure de gallium, grâce à sa bande d'énergie interdite importante et à son champ de claquage élevé (supérieur à $3 \times 10^6 \text{V/cm}$ c.-à-d. 7 à 8 fois supérieur à celui de GaAs), permet de réaliser des transistors possédant des tensions de claquages importantes de l'ordre de 100V. Les stabilités thermique et chimique de ce matériau font de lui, le candidat de choix pour la réalisation de transistors fonctionnant dans des environnements très chauds et corrosifs comme les réacteurs de fusées, ou encore dans les moteurs d'automobile.

GaN présente la particularité d'être **pyroélectrique** et piézoélectrique. Cette spécificité permet de réaliser des transistors HEMT type AlGaN/GaN dont la densité d'électrons à l'interface peut aisément dépasser 1.10^{13}cm^{-2} sans dopage intentionnel de la barrière AlGaN.

Ce chapitre décrit aussi formellement une étude générale d'une hétérojonction. Nous expliquons aussi la formation de 2DEG dans l'hétéro structure AlGaN/GaN, la polarisation spontanée et piézoélectrique. Après ; nous présentons le transistor HEMT à base de AlGaN/GaN : la structure physique, le principe de fonctionnement. Enfin, nous citons les avantages est les inconvénients transistor HEMT à base de AlGaN/GaN

1.2 Définition des semi-conducteurs III-V

Les matériaux III-V sont constitués des éléments des colonnes III et V de la classification périodique des éléments. (Tableau I-1) regroupe un extrait de cette classification (les chiffres en haut et en bas représentent respectivement le nombre

atomique et la masse atomique. Ainsi, de nombreux composés binaires peuvent être réalisés. [1]

III b	IV b	V b
$Al_{26.98}^{13}$	$Si_{28.09}^{14}$	$P_{30.97}^{15}$
$Ga_{69.74}^{31}$	$Ge_{72.59}^{32}$	$As_{74.92}^{33}$
$In_{114.82}^{49}$	$Sn_{118.69}^{50}$	$Sb_{121.75}^{51}$

Tableau 1.1 : Extrait de la classification périodique des éléments.

1.3 Les composés binaires, ternaires et quaternaires des semi-conducteurs

1.3.1 Les composés binaires

Les semi-conducteurs binaires les plus courants sont les semi-conducteurs III-V, constitués d'éléments du groupe III (aluminium, gallium, indium, ...) et d'élément du groupe V (azote, phosphore, arsenic, antimoine,...).

Parmi tous les composés binaires possibles, tous n'ont pas le même intérêt potentiel. L'étude de leurs propriétés, et en particulier la structure de bandes montre que les éléments les plus légers donnent des composés dont laquelle la bande interdite est large et indirecte, et dans la masse effective des électrons est élevée. Les composés contenant du bord, de l'aluminium ou de l'azote entrent dans cette catégorie ils ont en général peu d'intérêt pour l'électronique rapide, qui demande des semi-conducteurs à forte mobilité de porteurs ou pour l'optoélectronique où une structure de bande directe est nécessaire pour que les transitions optiques soient efficaces.

A l'autre extrémité, les éléments lourds comme le thallium ou le bismuth donnent des composés à base de Gallium (GaAs, GaSb) ou d'indium (InP, InSb) dont les propriétés sont les plus intéressantes et le tableau I-2 résume quelques paramètres pour différents matériaux de la famille III-V.

Composé III-V	Largeur de E_g (eV)	μ cm ² /Vs	a (Å ⁰)
AlSb	1.58	200	6.1355
Bp	2.0		4.5380
Gan	3.36	380	a=3.189 (b=5.185)
GaP	2.26	110	5.4512
GaAs	1.42	8500	5.6533
GaSp	0.72	5000	6.0959
InP	1.35	4600	5.8686
InAs	0.36	33000	6.0584
InSp	0.17	8000	6.4794

Tableau 1-2 : propriété des principaux composés binaires III-V à 300 K

I.3.2 Les composés ternaires et quaternaires :

L'intérêt pratique des semi-conducteurs III-V est encore considérablement renforcé par la possibilité de réaliser des alliages par substitution partielle de l'un des éléments par un autre élément de la même colonne. On sait par exemple obtenir des alliages ternaires, ou quaternaires qui sont identifiés de la façon suivante:

- Ternaires : s'il y a substitution de 2 atomes sur l'un des sous Réseaux, soit :



- Quaternaires 1+3 : s'il y a substitution de 3 atomes sur des sous réseaux soit:



- Quaternaires 2+2 : S'il y a substitution de 2 atomes sur chacun des deux sous réseaux ,soit : $AXA'(1 - X)ByB'(1 - y)$: Exemple : $GaXIn(1 - X)PyAs(1 - Y)$

La plupart des solutions solides ainsi réalisées sont complètes, la loi de VEGARD (relation linéaire entre le paramètre de réseau et la composition) est appliquée. On observe une évolution progressive et régulière des propriétés (la bande interdite et les paramètres cristallins) en fonction du taux de substitution.

I.4 Le nitrure de Gallium GaN

Avec le progrès constant du marché de la communication sans fil, ainsi que l'évolution rapide des applications militaires et spatiales, les transistors micro-ondes jouent des rôles essentiels dans de nombreux aspects des activités humaines. Les transistors HEMTs à base des matériaux à grand gap, et plus spécialement ceux réalisés à base de Nitrure de Gallium semblent être une solution prometteuse pour le développement des amplificateurs de puissance.

De nos jours, la technologie GaN, est en voie de devenir de plus en plus dominante dans la fabrication des amplificateurs de hautes puissances, une technologie qui apporte des performances **inégalées** en matière d'efficacité et de linéarité.

Grâce à ses caractéristiques intrinsèques, le dispositif micro-ondes à base de GaN est adapté à la production de niveaux de puissance RF très élevés à de hautes fréquences. D'autre part ces mêmes caractéristiques lui permettent de fonctionner à des températures très élevées.

La largeur de bande interdite d'un dispositif GaN offre la robustesse et la fiabilité nécessaire pour le fonctionnement sous de telles conditions. Certains marchés commerciaux et militaires et aérospatiaux, qui peuvent être ciblés par les matériaux à grand Gap sont présentés dans la Figure 1.1. [2]

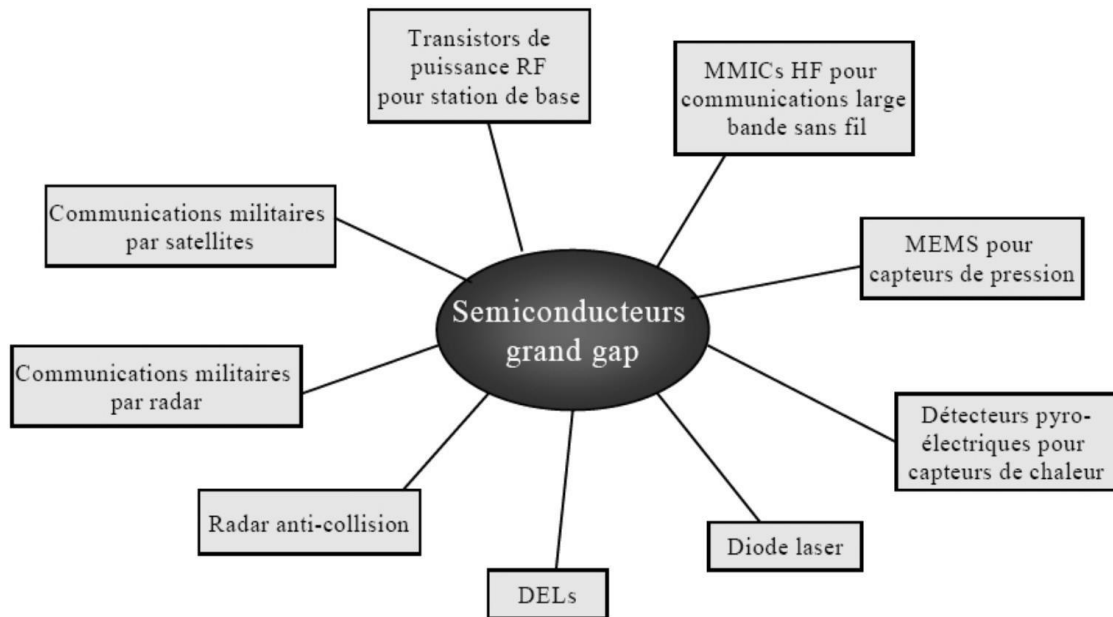


Figure 1.1. Secteurs d'applications des semi-conducteurs à grand Gap.

Une variété d'amplificateurs de puissance sont liés pour les parts de marché, tels que les amplificateurs à base de transistors bipolaires, GaAs (MESFET), GaAs (ou GaAs / InGaP), SiC MESFET, et GaN (HEMT)

Le GaN a l'avantage d'avoir une bande interdite directe et large de 3,4 eV à 300K. De plus ; par le fait de sa structure cristalline Wurtzite et sa forte ionicité, il exhibe une variété de propriétés qui n'est pas présente (ou d'une façon moins importante) dans les semi-conducteurs conventionnels.

L'élément principal est l'effet de la polarisation spontanée et de la polarisation piézoélectrique dont plusieurs études expérimentales et théoriques ont révélé leurs importances dans les performances des composants à base d'hétéro structures de nitrures. Un champ de claquage élevé associé à un faible taux d'ionisation par impact, permet d'obtenir des puissances de sortie élevées (8 fois plus par rapport aux technologies III-V GaAs).

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

De plus, des densités d'électrons supérieures à 10^{13} cm^{-2} grâce à de fortes polarisations spontanée et piézoélectrique sans dopage intentionnel, sont un atout pour l'amplification des signaux.

Une autre figure importante de mérite pour les dispositifs électroniques et les détecteurs à base de GaN : c'est leur grande vitesse électronique de saturation qui est de l'ordre de $3 \times 10^7 \text{ cm.s}^{-1}$. On note aussi que les III-N forment des hétéro-structures ayant un gap direct, et des contacts ohmiques meilleurs que les autres semi-conducteurs III-V. Les composés III-N sont alors très prometteurs.

GaN présente de nombreuses applications vouées à un grand développement, dont certaines sont déjà commercialisées :

les LED bleues ou vertes pour l'affichage couleur ou la signalisation, les LED blanches pour l'éclairage, les LED bleues ou violettes pour l'impression (laser) ou le stockage optique de données (CD et DVD), les détecteurs UV "solar-blind" pour la détection des incendies, l'identification ou le guidage des missiles, ou encore le dosage personnel des UV, et enfin les transistors "haute fréquence – haute puissance" pour la communication ou les radars fonctionnant à haute température (applications spatiales)

I.5 Les dispositifs à semi-conducteurs grand gap

Les dispositifs à semi-conducteurs sont aujourd'hui très populaires dans les appareils électroniques de toutes les catégories. Les transistors et les diodes sont les composants électriques les plus courants à base de semi-conducteurs. Ils sont largement utilisés dans l'électronique numérique, mais aussi très fréquemment dans les circuits analogiques.

Les circuits hyperfréquences nécessitent l'utilisation de transistors spéciaux capables de fonctionner à haute fréquence avec des performances raisonnables.

Il existe deux types principaux de transistors : [3]

- ❖ Le transistor à jonction bipolaire (BJT) possède un collecteur, une base et un émetteur.
- ❖ Le transistor à effet de champ (FET) doté d'un drain, une grille et une source, mais le courant de drain est plutôt contrôlé par une tension appliquée à la grille.

Ces deux types sont eux-mêmes composées de sous-familles. Les dispositifs BJT et FET peuvent être trouvés dans les circuits modernes. Les matériaux semi-conducteurs modernes tels que le GaAs, GaN sont utilisés pour créer des dispositifs FET, sans équivalent bipolaire. La famille de dispositifs FET est elle-même divisée en différentes catégories. Le transistor à haute mobilité d'électrons (HEMT) est l'architecture à semi-conducteur utilisée lors de la fabrication

des transistors au GaN. On présente les principales structures de transistors RF par la figure Fig.1.2.

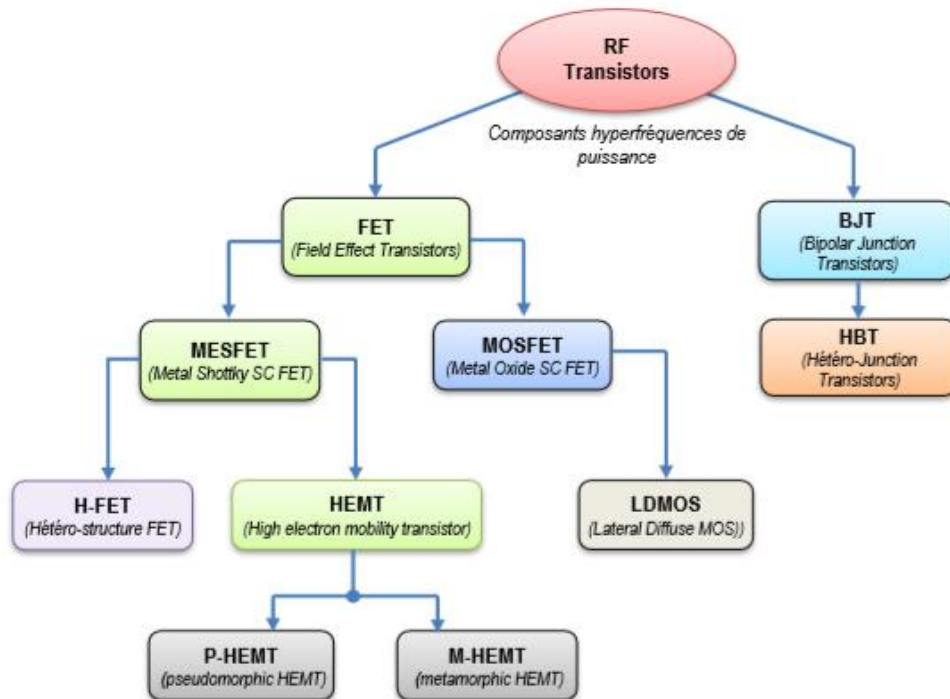


Figure. 1.2. Principales structures de transistors RF

1.6 Hétéro structure AlGaIn/GaN

1.6.1 Définition de l'hétérojonction

Par définition, l'hétérojonction est obtenue lorsque deux matériaux semi-conducteurs de gaps différents sont associés. Si les deux semi-conducteurs sont de même type, on dira que l'hétérojonction est isotype ; et s'ils sont différents, on dira qu'elle est anisotype.

La réalisation d'une hétérojonction s'effectue par croissance cristalline d'un matériau sur l'autre et nécessite l'utilisation de semi-conducteurs ayant des propriétés cristallines voisines (la taille des atomes doit être notamment assez proche) de manière à minimiser la densité de dislocations parce que l'épitaxie se réalise à haute température.

L'intérêt d'une telle structure réside dans la création d'un décalage entre les bandes d'énergie permises des deux semi-conducteurs. Les énergies de bande interdite des deux matériaux n'étant pas égales, il y a création de discontinuités en bandes de conduction Δ_{EC} et de valence Δ_{Ev} à l'interface. 0

En fonction de la position des bandes interdites, l'hétérojonction peut être de trois types différents :

- Type I : la bande interdite E_G^B est entièrement dans E_G^A .
- Type II : Une des discontinuités est plus grande que $E_G^A - E_G^B$ mais inférieure à E_G^A .
- Type III : une des discontinuités est supérieure à E_G^A .

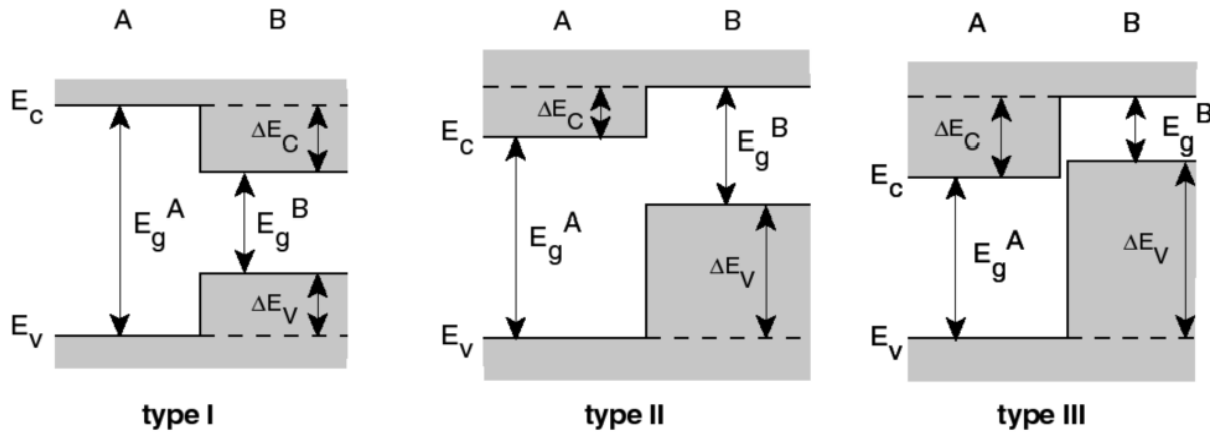


Figure 1.3: Les trois types d'hétérojonctions entre deux semi-conducteurs A et B ayant des énergies de bande interdite (E_G^A) et E_G^B . E_C Et E_V désignent la bande de conduction et la bande de valence. ΔE_C Et ΔE_V sont les discontinuités de bande de conduction et de valence.

1.6.2 Hétéro-structure classique AlGaIn/GaN

AlGaIn présente un gap supérieur à 3,4eV et allant jusqu'à 6,2eV, et GaN admet un gap un peu plus faible égal à 3,4eV. Cette structure permet la création d'un gaz d'électrons dans un canal peu dopé favorisant ainsi la montée en fréquence.

La Figure 1.4 présente les niveaux d'énergie mis en jeu dans chacun des matériaux de l'hétérojonction avant contact. [2][1]

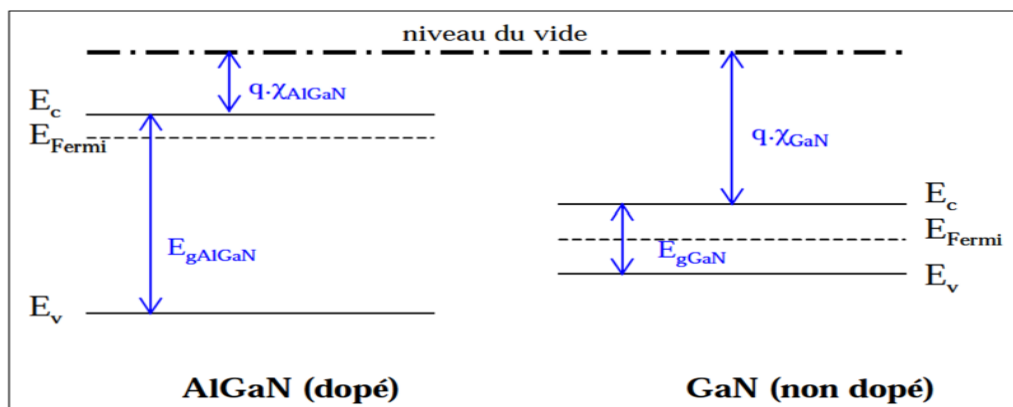


Figure 1.4 : Niveaux d'énergie d'AlGaIn et GaN, mis en jeu dans l'hétérojonction.

Lors de leur jonction, leurs niveaux de Fermi s'alignent (règles d'Anderson), ce qui va engendrer une discontinuité dans la bande d'énergie à l'interface. La figure illustre bien ce détail, et ce pour une tension nulle appliquée à la grille.

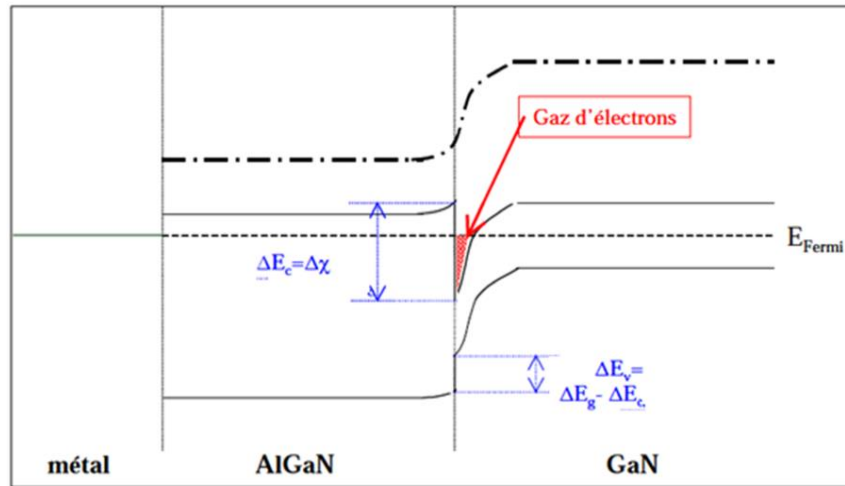


Figure 1.5. Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée nulle.

Comme nous pouvons l'observer, un puits de potentiel est formé à l'interface, et qui va rester écartelé dans le côté supérieur du matériau à plus faible gap, car le matériau de grande gap forme à son tour la barrière énergétique de ce puits. Les charges libres vont se regrouper à l'intérieur de ce puits, formant ainsi un gaz d'électrons bidimensionnel. Cela va donc entraîner le phénomène de conduction. Ce puits quantique n'est tout simplement que le canal. La concentration des électrons dans ce canal dépend donc du Niveau de Fermi et de la différence de largeur de bandes interdites (ΔE_g) entre les deux matériaux.

Il faut noter qu'on appliquant une tension sur la grille du transistor, on peut ainsi contrôler l'intensité du courant qui circule dans le canal. Cette tension va moduler le gaz bidimensionnel, qui va augmenter la densité des porteurs dans le canal.

Une saturation du courant s'observe en raison de la vitesse de saturation des électrons pour des fortes valeurs de tension entre drain et source. Si l'on compare une fois encore le HEMT au MESFET, la mobilité des électrons étant plus élevée dans un gaz que dans un matériau dopé, il est plus rapide que ce dernier, permettant des applications à plus haute fréquence.

[4]

La figure 1.6 illustre l'hétérojonction lorsqu'une tension non nulle est appliquée côté matériau à grand gap

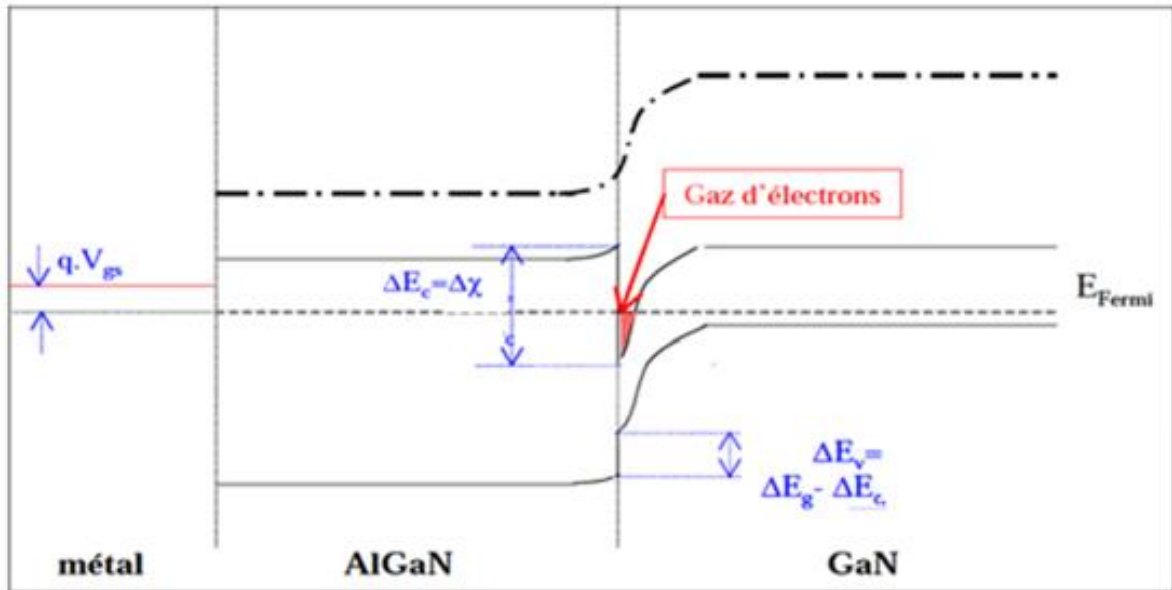


Figure 1.6: Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée non nulle.

1.7. Champs piézoélectrique et polarisation spontanée :

La piézoélectricité est un phénomène qui a été découvert en 1880 par les frères Curie. Elle peut être traduite par l'apparition d'une charge électrique dipolaire, produite par un matériau, lorsqu'il est soumis à une contrainte mécanique qui le déforme. L'inverse est vrai pour certains cristaux, ça veut dire qu'ils peuvent être déformés lorsqu'ils seront soumis à une polarisation. Cet effet n'est que le résultat des contraintes cristallines, plus précisément l'apparition des dipôles électriques internes, créés par le désaccord de maille entre les charges positives et les charges négatives, sous un effet de contrainte externe.

Certains cristaux piézoélectriques présentent un moment dipolaire permanent, soit une polarisation électrique spontanée, en l'absence de toute contrainte extérieure. Ces cristaux sont appelés : pyroélectriques, car leur polarisation spontanée est proportionnelle à la température. Le champ piézoélectrique total est donc la somme de la polarisation spontanée et du champ piézoélectrique engendré par une contrainte mécanique. (Bernardini, 1997)

1.7.1 Polarisation spontanée :

Sans être soumis à aucune contrainte externe, une couche de nitrure de gallium peut cependant présenter une polarisation macroscopique non nulle. Ce champ électrique existe parce que le cristal présente une asymétrie entre les barycentres des charges d'électrons avec celles des trous. On dit que le cristal manque de symétrie d'inversion. On note aussi qu'un lien entre les deux atomes qui n'est pas purement covalent est un facteur qui peut causer la création de ce champ électrique.

En d'autres termes, le matériau GaN se définit comme étant un matériau naturellement polarisé grâce aux charges présentes sur chacune de ses faces, qui sont identiques mais de signes opposés comme illustré dans la figure 1.7. (Bousbia, 2006).16

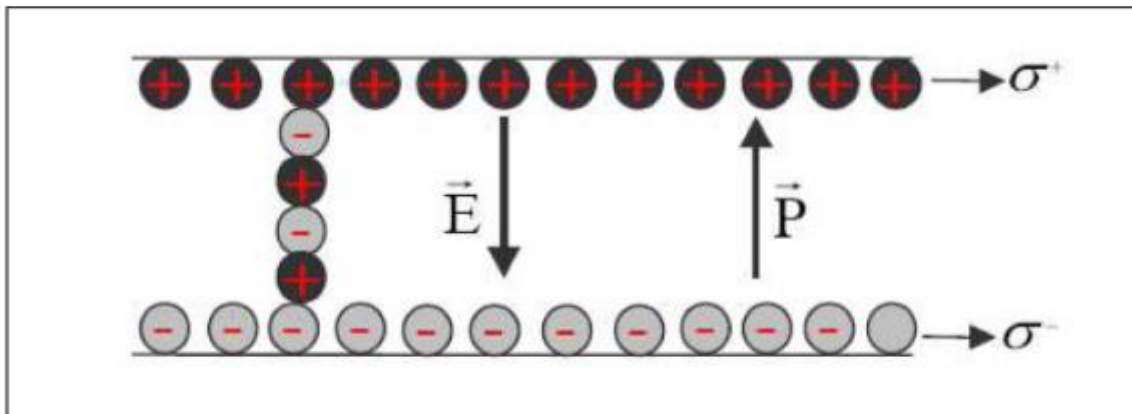


Figure 1.7. Champ électrique généré par une polarisation spontanée dans un matériau GaN.

1.7.2 Polarisation piézoélectrique :

L'origine de la polarisation piézoélectrique est la structure cristalline du Nitrure de Gallium. Les deux structures du GaN, hexagonale et cubique, sont non Centro-symétriques. Ce désaccord de maille entre la couche d'AlGaIn et la couche de GaN du transistor, induit une sorte de contrainte mécanique, formant une charge de polarisation d'interface, et créant ainsi ce qu'on appelle le champ piézoélectrique.

C'est la polarité du cristal qui définit le signe de cette charge. Pour une polarité Nitrure le champ sera pointé du substrat vers la surface, et l'inverse sera pour une polarité Gallium. Grâce à ce champ piézoélectrique, les dispositifs AlGaIn/GaN sont conçus pour utilisations en hautes de puissances. (J.J. Harris, 2000)

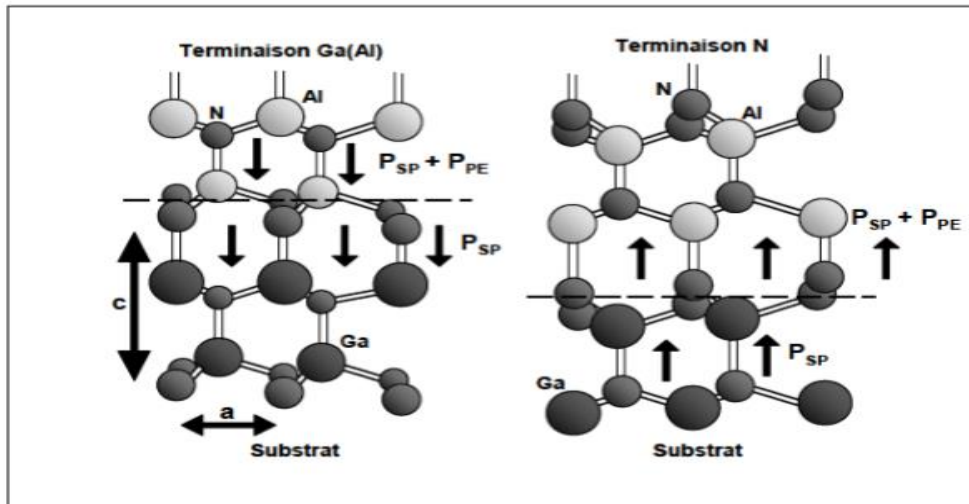


Figure 1.8 couches d'atomes donnant lieu à deux polarités différentes.

1.7.3 Concentration du gaz bidimensionnel :

Les champs de polarisation spontanée et piézoélectrique, expliqués précédemment ont un impact direct sur la formation du gaz bidimensionnel, et sur la densité des porteurs de charge. Avec une polarisation spontanée environ cinq fois plus importante que celle des matériaux III-V classiques, le matériau AlGa_xN/GaN génère un champ électrique de 3MV/cm. Et avec une polarisation piézoélectrique environ dix fois supérieure à celles des matériaux III-V, la structure AlGa_xN/GaN génère un **champ électrique additionnel** de 2 MV/cm. Ces importants champs électriques générés forment ainsi un nuage d'électrons bidimensionnel, doté d'une concentration des porteurs de charge trop élevée. (O. Ambacher, 1997)

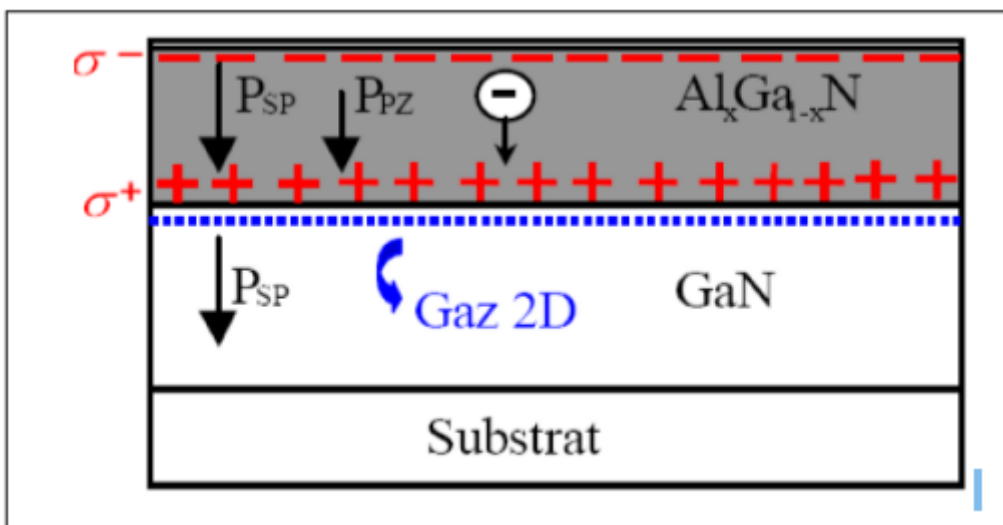


Figure 1.9 Gaz bidimensionnel généré par les polarisations.

1.7.4 Contacts Schottky et Ohmiques :

La grille du transistor est réalisée par un dépôt métallique sur le semi-conducteur, formant ainsi ce qu'on appelle une jonction de type Schottky. Une courbure de la bande de conduction est formée entre le métal et le semi-conducteur, résultant des affinités électriques si différentes entre eux. Cette courbure de la bande de conduction crée sous le dépôt métallique une zone de charge d'espace.

Lorsqu'on applique une tension négative sur cette grille on fait moduler le gaz bidimensionnel d'électron de l'hétérojonction AlGaIn/GaN. En faisant augmenter cette tension en valeur absolue, le canal sera obturé par la zone de charge d'espace pour une tension précise, cette tension est dite : tension de pincement notée : V_T .

La figure 1.10 illustre bien le contact Schottky, notant que W est la largeur de la zone d'espace de charge sous le contact métallique. Les porteurs de charge doivent avoir une valeur proportionnelle à W afin de franchir la barrière de potentiel. Il faut mentionner qu'afin de garantir un bon fonctionnement du composant, il faut tenir en considération le courant de fuite du contact métallique, puis annuler la migration intermétallique des électrons. (Soubercaze, 2007)

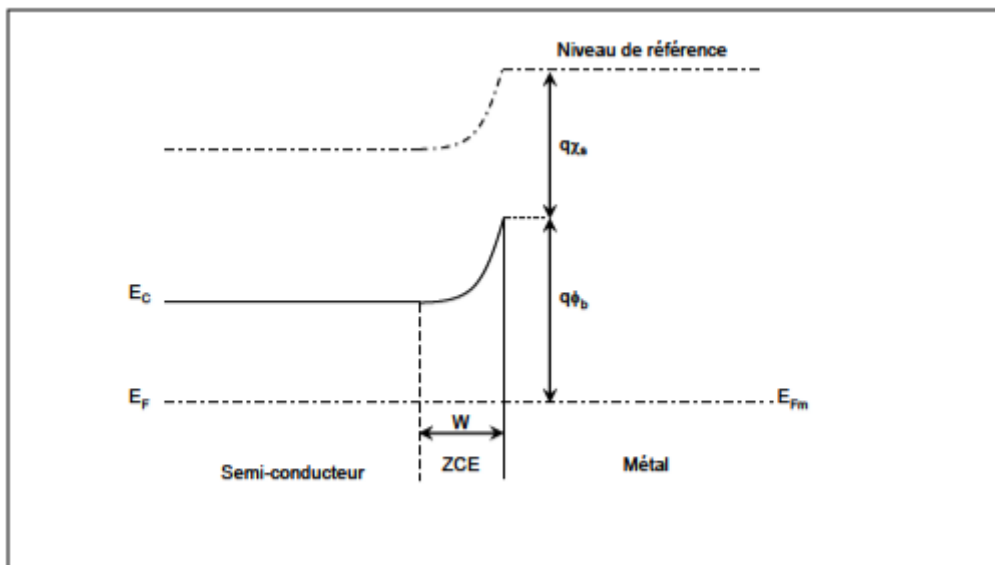


Figure 1.10 Diagramme des bandes de conduction pour un contact Schottky à l'équilibre thermique.

Les accès au drain et à la source sont réalisés à l'aide de contacts ohmiques. Pour garantir un bon fonctionnement, il faut que la qualité de ces contacts ohmiques ait une

bonne tolérance aux changements thermiques. De plus, on doit diminuer de leurs résistivités afin d'abaisser leur bruit blanc.

1.8 Transistor HEMT :

C'est un composant de puissance à haute mobilité électronique, et peut être considéré comme étant un MESFET amélioré. Les premiers HEMT (High Electron Mobility Transistor) sont apparus en 1980 (Fujitsu & THALES qui se nommait à l'époque Thomson-CSF) [5], [6].

Ces hétéro-structures à haute mobilité électronique constituent une évolution majeure des MESFET (FET à jonction métal/semi-conducteur) et ont pris le pas sur ces derniers depuis les années 1990 [7], [8].

Dans la littérature, on peut trouver le HEMT sous différentes dénominations comme :

- HFET (Heterojunction Field Effect Transistor),
- MODFET (Modulation Doped Field Effect Transistor),
- GaN HEMT TEGFET (Two-dimensional Electron Gas Field Effect Transistor).

Le fondement d'un HEMT repose sur la création d'un gaz d'électrons à mobilité élevée au sein d'un matériau non dopé et de très faible résistance. En effet, ce gaz d'électrons se situe au cœur d'une hétérojonction entre deux matériaux de gap différents faisant partie de la structure du composant HEMT. L'effet fondamental est lié au phénomène de variation de la densité de porteurs de ce gaz bidimensionnel d'électrons sous l'influence d'une tension appliquée à l'accès grille du composant V_{gs} .

Les propriétés de faible bruit et faible consommation d'énergie font de composants des éléments essentiels pour les applications d'amplification et de puissance aux hautes fréquences. Son effet fondamental est une source de courant contrôlée en tension. [2][4]

1.8.1 Historique du transistor HEMT :

La naissance du transistor HEMT (High Electron Mobility Transistor) date de peu après 1979 où Dingle et al. ont eu l'idée d'utiliser des hétérojonctions du type GaAs/Al_xGa_{1-x}As, pour séparer spatialement les électrons libres des impuretés, ce qui favorise la mobilité

Chapitre 1 Transistor HEMT

dans ces hétéro-structures à gaz d'électrons. Une invention conjointe entre Thomson CSF (France) et Fujitsu (Japon) permet, par la suite, la conception des premiers transistors HEMT en 1980.

En 1985, le HEMT est présenté comme un composant micro-onde unique ayant les plus faibles caractéristiques en bruit. Initialement, ce transistor était utilisé dans un radiotélescope à Nobeyama (Japon) qui présente un diamètre de 45 mètres. En refroidissant le composant à la température de l'hélium liquide, il est possible de capter un signal provenant d'une molécule interstellaire située à mille années lumières de la Terre. Plus tard, HEMT est implanté dans des récepteurs de télévision pour capter les signaux des satellites géostationnaires (36000km d'altitude). Puis petit à petit, ce composant se fera une place dans notre quotidien.

Le HEMT constitue une évolution majeure du MESFET (Fet à jonction métal/semi-conducteur) et prend le pas sur ce dernier depuis le début des années 1990.

Les premiers HEMTs GaN sur substrat saphir, silicium et carbure de silicium, apparaissent au milieu des années 90. Cependant ; des résultats très intéressants en termes de puissance et de fréquence sont trouvés seulement la fin des années 90.

En 1999, S.T. Sheppard présente des travaux sur un transistor HEMT GaN (substrat SiC) avec une densité de puissance de 6,9 W/mm à 10GHz. Au sein du laboratoire IRCOM, un transistor HEMT GaN sur substrat SiC issu du laboratoire Tiger de 1,2mm de développement de grille a délivré une puissance de sortie de 6,7 W (5,6 W/mm) avec un PAE de 40 % et un gain en puissance associé de 6,5dB à une fréquence de 10GHz lors de mesures grand signal en régime CW . De très bons résultats sont aussi obtenus à partir de transistors HEMTs GaN sur substrat silicium avec des densités de puissance de 1,9 W/mm à 10GHz allant jusqu'à 12 W/mm à 2,14GHz.

Très récemment, des sociétés comme CREE et SOITEC commencent à proposer des wafers GaN, tout en continuant leur production de wafers SiC beaucoup plus matures. Les travaux de K.K. Chu font état d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN sur substrat GaN polarisé à 50 V sur le drain, ayant une densité de puissance de 9,4 W/mm avec un PAE associé de 40 % à 10 GHz.

Nous constatons donc que tous les résultats présentés jusqu'ici, et obtenus avec des transistors HEMTs à structure conventionnelle, ne dépassent pas les 10W/mm pour des applications bande X.

Or début 2004, un saut technologique vient d'être accompli avec l'ajout d'une métallisation de grille, appelée « Field plate » ou « over lapping gate », située au-dessus de la couche de passivation du composant. Ces nouvelles structures Field plate permettent d'atteindre des densités de puissance exceptionnelles.

Ce composant est désormais largement utilisé en tant que composant faible bruit dans les systèmes de télécommunications terrestres et spatiales, dans les radiotélescopes, dans les récepteurs de télévision par satellite, ..., dans bon nombre de systèmes électroniques, des téléphones portables aux véhicules automobiles.[9][10]

1.8.2 Structure d'un HEMT :

La structure d'un HEMT (Figure 1.11) est constituée essentiellement de trois matériaux différents : le substrat, un matériau à large bande interdite et un matériau à plus faible bande interdite.

Comme nous l'avons vu précédemment, la jonction de ces deux derniers matériaux engendre la formation du gaz bidimensionnel d'électrons à l'interface, dont la densité est modulée par la tension appliquée à la grille du composant.

L'autre phénomène caractéristique du fonctionnement d'un HEMT, outre l'existence d'un gaz d'électrons, c'est la jonction Schottky créée par la jonction métal de grille et semi-conducteur du substrat.

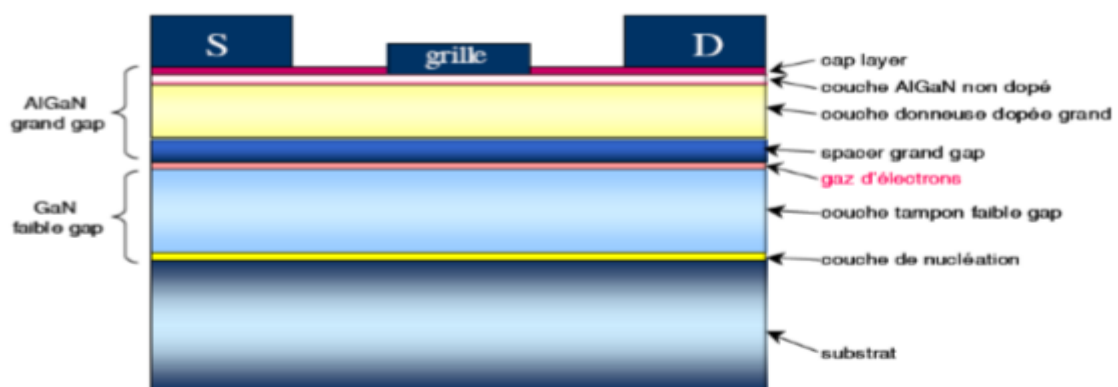


Figure 1.11. Structure d'un transistor HEMT.

- **Le substrat** : C'est la couche sur laquelle on fait croître les matériaux par épitaxie. Dans notre cas un bulkGaN n'est pas à ce jour disponible à faible coût et en grande

taille, les substrats de nitrure de gallium sont encore très peu utilisés ; on a alors recours à des substrats autres que GaN. Un mauvais choix de substrat peut causer lors de la croissance, des dislocations qui peuvent rendre le composant non fonctionnel. Les matériaux souvent utilisés sont le silicium, le saphir et le carbure de silicium.

- **La couche de nucléation** : C'est une couche mince de GaN qui sert à minimiser le désaccord de maille entre la couche tampon et le substrat, et pour s'assurer d'avoir une bonne qualité cristallographique afin de faire croître la couche du cristal de GaN.
- **La couche tampon ou « buffer »** : Cette couche est constituée du matériau de plus faible largeur de bande interdite, dans notre cas il s'agit du nitrure de gallium (3.4eV) ; c'est dans la partie supérieure de cette couche que le gaz bidimensionnel est formée. Elle permet d'améliorer le confinement des électrons dans le canal en réduisant l'injection des porteurs vers le substrat.
- **Le canal** : Le canal est situé dans la couche de matériau à petit gap non intentionnellement dopée. C'est la plus importante partie du HEMT : c'est là où se crée le gaz bidimensionnel d'électrons. C'est la couche qui détermine les performances du composant à travers les propriétés de transport des électrons dans le matériau.
- **L'espaceur** : En anglais spacer ; cette couche est réalisée dans notre cas par le matériau de plus large gap (le nitrure de gallium-aluminium AlGaN). Ce film non intentionnellement dopé possède une épaisseur de quelques nanomètres et permet de réduire les interactions électrons donneurs entre le gaz d'électrons et la couche dopée (donneuse). En effet, la proximité de ces particules entraînerait une interaction électrostatique connue sous le nom de Coulomb Scattering. Sans cette couche, les électrons du canal seraient fortement attirés par les atomes donneurs de la couche donneuse et seraient donc confinés à l'interface AlGaN/GaN. Cette zone d'interface présente des défauts cristallins qui limitent la mobilité des électrons. Plus cette couche est fine plus la concentration des charges dans le canal augmente,

présentant ainsi une forte densité de courant, et réduisant aussi la résistance de source. Plus elle est épaisse, plus la densité des porteurs de charge diminue, augmentant ainsi la mobilité des électrons. Il y a donc un compromis par rapport à son épaisseur.

- **La couche donneuse** : C'est dans cette couche que la zone d'espace de charge se forme au niveau de la jonction Schottky de grille ainsi qu'aux abords de l'hétérojonction. C'est une couche de matériau grand gap AlGa_N dopée et qui fournit des électrons libres à la structure. Son dopage est généralement élevé, en utilisant le silicium qui y joue un rôle important car il contribue à l'augmentation de la concentration des électrons fournis.
- **La couche Cap layer** : C'est une couche superficielle fine, formée par un matériau de faible bande interdite (le nitrure de Gallium), sur laquelle sont réalisés de bons contacts ohmiques de drain et de source. Cette couche est généralement fortement dopée, la finesse de son épaisseur permet de réduire la valeur des résistances de contact et donc celle des résistances d'accès. Elle permet aussi d'empêcher l'oxydation de la couche AlGa_N. Afin d'obtenir une bonne jonction Schottky de grille, un recess complet de cette épaisseur doit être réalisé sous le contact de grille.

On peut ajouter une couche supplémentaire à grand gap AlGa_N non intentionnellement dopée : elle permet de réaliser un contact Schottky de grille, ou redresseur de bonne qualité. Elle est initialement épaisse et creusée par la suite pour améliorer le facteur de forme (rapport de la longueur de grille sur l'épaisseur totale de couche à grand gap) et ainsi mieux contrôler la densité des porteurs du canal par le potentiel de grille. En outre, le « recess » de la grille a pour but de réduire le phénomène de conduction parallèle connu sous le nom de MESFET parasite. En effet ; lorsque la couche dopée sous le contact Schottky n'est pas totalement dépeuplée de porteurs, la courbure de bande de conduction favorise le passage du courant **par effet tunnel** et il s'y crée un canal parallèle à celui de la couche non dopée à petit gap qui n'est autre que celui d'un transistor MESFET. Dans ce cas ; le courant contrôlé par l'électrode de grille est plus ou moins partiellement associé à des porteurs à faible mobilité, ce qui dégrade les performances du

dispositif. Notons que cet effet parasite, qui détériore la transconductance g_m du transistor, apparaît lorsque le creusement de grille est insuffisant vis-à-vis de l'épaisseur et du dopage de la couche dopée à grand gap, ou que la grille n'est pas suffisamment polarisée en inverse. Il est important de noter que des structures non dopées sont également étudiées présentant une mobilité supérieure et une densité plus faible, dues aux phénomènes de polarisations spontanée et piézoélectrique.

1.8.3 Transistor HEMT AlGaN/GaN:

Un point fort du HEMT AlGaN/GaN est la facilité de réaliser un gaz bidimensionnel d'électrons à l'interface avec une concentration d'électrons supérieure à 10^{13}cm^{-2} sans doper intentionnellement la couche AlGaN. Cette forte densité s'obtient grâce aux polarisations spontanée et piézoélectrique. Ces concentrations d'électrons dans le gaz 2D ne peuvent être atteintes avec les semi-conducteurs conventionnels comme le GaAs, même si la couche donneuse est fortement dopée.

Un autre point fort de ce composant : la vitesse de saturation des porteurs libres dans GaN est beaucoup plus importante que dans GaAs, ce qui est parfaitement adapté pour des applications de puissance en hyperfréquence. Les transistors HEMTs AlGaN/GaN permettent de fournir une puissance importante jusqu'en bande Ka (40GHz) et au-delà.

Le point faible de ce type de composant par rapport aux autres filières est son prix. Les hétéro-structures à base de GaN sont fabriquées sur des substrats en carbure de silicium SiC (2000\$ la plaquette 2 pouces) ou en saphir Al_2O_3 (70\$ la plaquette 2 pouces) qui sont très coûteux. Ces dernières années, on a réalisé des couches d'AlGaN/GaN sur des substrats silicium de type Si (111) ou Si (001) qui sont moins chers. La société Nitronex vient d'annoncer un transistor HEMT GaN sur silicium destiné aux applications WiMax dans la bande de fréquence 2,3GHz à 2,7GHz. Ce transistor franchirait la barre psychologique du dollar par watt.[11][12]

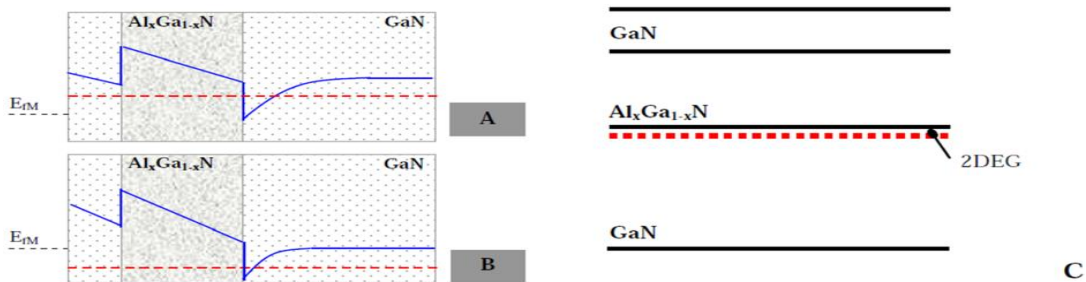
1.8.4 Principe de fonctionnement du HEMT AlGaN/GaN :

Le principe de fonctionnement du HEMT est basé sur la modulation de la conductance entre les deux contacts ohmiques source et drain, par l'action électrostatique d'une électrode de commande dénommée grille (jonction de type Schottky) pouvant contrôler en nombre la densité de porteurs présents dans le gaz bidimensionnel. La variation

de cette conductance est proportionnelle au nombre de porteurs libres dans le canal, et donc au courant entre

Source et drain. C'est l'effet d'amplification transistor qui permet de transformer un faible signal appliqué sur la grille en un signal plus fort récupéré sur le drain. La différence avec le transistor classique est que le HEMT utilise une hétérojonction.

La qualité de la commande dépend en grande partie de la qualité du contact Schottky, à l'interface entre la barrière AlGa_xN et le métal de grille (rappelons que parfois, la couche superficielle est un cap de GaN ; le cas échéant, elle est gravée localement de sorte que le métal se dépose directement sur AlGa_xN). On a donc intérêt à rechercher les alliages métalliques présentant les meilleures caractéristiques, et se prêtant au mieux à leur dépôt sur le semi-conducteur. Cet effet de contrôle du gaz bidimensionnel à l'hétérojonction



trouve son explication physique dans l'exploitation des diagrammes de bandes d'énergie suivant la direction verticale (figure 1.12). [13][14]

Figure 1.12. Influence de la tension de commande sur le diagramme de bande.

A, $V_{GS} > 0$

B, $V_{GS} < 0$

C, Structure de couche d'un HEMT.

Il apparaît clairement que la zone constitutive du canal de porteurs s'amointrit localement, par l'application d'un potentiel négatif sur le métal (à gauche sur le schéma). On devine donc que pour des tensions de grille inférieures à une valeur seuil, la densité surfacique de charge deviendrait négligeable et ne pourrait guère plus participer à la conduction. Cette valeur particulière du potentiel est appelée « tension de pincement ».

Ainsi, les électrons constituant le courant drain-source dans un semi-conducteur non dopé ont un temps de transit très faible, ce qui permet des performances en fréquence remarquables. La structure favorable aux applications hautes fréquences ainsi que l'utilisation de matériaux grand gap de forte conductivité thermique, tel que GaN par

exemple, font de ce composant un candidat très intéressant pour les applications de puissance micro-ondes.

1.8.5 Avantages et inconvénients des transistors HEMT :

Le transistor à effet de champ de type HEMT présente de nombreux avantages, et il est considéré comme un composant à faible bruit et à faible consommation d'énergie. Depuis son apparition, il est devenu un élément important pour les dispositifs électroniques à grande vitesse et les dispositifs optoélectroniques (modulateurs, détecteurs, et les lasers). Son comportement électronique est une source de courant contrôlée en tension. Parmi ces avantages et ces inconvénients on peut citer [1] :

a. Avantages

- Fonctionnement à des fréquences très hautes grâce à la haute mobilité des électrons,
- Courants de sortie importants ainsi que des transconductances et des résistances de sorties élevées,
- La barrière de Schottky est plus grande car le dépôt du métal Schottky est réalisé sur l'AlGaN.
- Des performances excellentes en bruit,
- Excellente conductivité thermique,
- Des performances en puissance adaptées surtout à des applications faibles tensions d'alimentation mais forts courants telles que les communications mobiles.

b. Inconvénients :

- Technologie très coûteuse puisque les couches à réaliser sont de très faibles épaisseurs et les performances du transistor exigent une qualité critique de l'hétéro-interface où se localise le gaz bidimensionnel.
- La concentration des porteurs dans le canal dépend fortement de l'épaisseur et du dopage de la zone de grand gap, ce qui rend difficile la maîtrise de la tension de commande.

I.9 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principaux matériaux semi-conducteurs comme par exemple le silicium et les matériaux III-N, utilisés dans la fabrication des composants micro-ondes tout en précisant leurs caractéristiques physiques et leurs propriétés électroniques. Les polarisations spontanée et piézoélectrique dans les matériaux III-N ont été aussi présentées .Ainsi que les différentes couches constituant le transistor HEMT AlGa_N/Ga_N en mettant à profit les propriétés des matériaux de la filière Nitrure de Galium. Et son principe de fonctionnement afin de terminer par les avantages et les inconvénients de HEMT.

Chapitre 2 Modélisation des transistors HEMT

2.1 Introduction

La modélisation des transistors à hétérojonction constitue le thème principal de ce chapitre. Le but ultime de la modélisation est la conception totale et parfaite de tous ensemble électronique. Ceci permettrait de limiter les étapes de réalisation matérielle intermédiaire coûteuses en temps et en argent pour valider son fonctionnement.

La conception de chaque élément d'un système nécessite l'utilisation de modèles permettant de simuler des phénomènes électriques, physique et thermiques complexes. Cependant, la conception de circuits intégrés monolithiques reste une tâche difficile et son succès dépend des simulations réalisées par les outils de CAO (conception assisté par ordinateur).

Nous décrivons donc dans ce chapitre le principe de la modélisation électrique et les méthodes plus les types utilisées pour réaliser un modèle de transistors à effet de champ HEMT.

On terminer par la diffusion thermique qui est l'un des phénomènes les plus répandus dans les composants électroniques. Par ailleurs, il est nécessaire de connaître la distribution de température pour garantir le compromis performance et fiabilité des dispositifs électroniques.

La fin de ce chapitre, est marqué par un rappel sur les généralités sur les transferts de chaleur en définissant les grandeurs caractéristiques de la thermique. On présente, les lois fondamentales du transfert de chaleur, l'équation de chaleur qui décrit le comportement thermique dans un composant ainsi que les effets thermiques au sein d'un dispositif

2.2 Méthodologie de modélisation des transistors

La phase de modélisation est une étape cruciale dans la conception des amplificateurs de puissance. Elle permet d'effectuer et de vérifier toute une palette de tests, afin de prédire et mettre en évidence les phénomènes propres aux transistors. Sans avoir à passer par une conception matérielle coûteuse, elle met ainsi à disposition des modèles précis tenant compte d'un maximum de paramètres et détails, constituant une aide appréciable pour le concepteur.

Chapitre 2 Modélisation des transistors HEMT.

Bien qu'il soit toujours très important d'avoir un type de modèle versatile, le plus général que possible, la modélisation se focalise sur les effets majeurs qui ont une influence directe sur les donné que la modélisation des transistors de puissance est l'objectif de notre étude, nous allons aborder par la suite les différentes étapes qui la constituent.

La technique de modélisation passe généralement par trois étapes qui sont comme suit :

- La proposition d'un modèle sous forme d'un circuit équivalent au transistor.
- L'extraction des paramètres extrinsèques et intrinsèques du circuit.
- La validation du modèle.

Même si ces trois étapes paraissent très distinctes, elles font généralement partie du processus de modélisation. La dernière étape qui est la validation du modèle, nous permet de mettre en évidence les erreurs survenues dans les étapes antérieures. Dans certains cas, ces erreurs peuvent être également liées aux mesures effectuées sur les transistors.

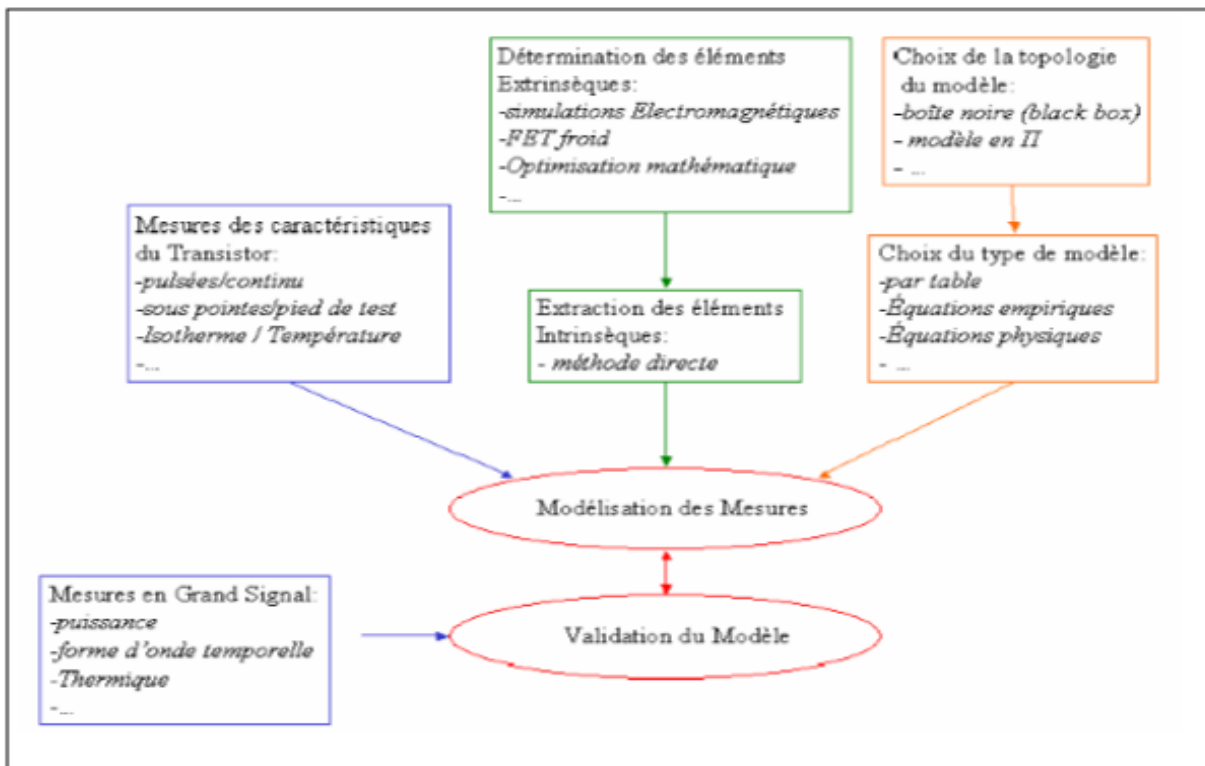


Figure 2.1 Étapes de méthodologie d'extraction d'un modèle. [18]

2.2.1 Choix de la topologie

Il est important de faire un choix de topologie afin de définir un modèle. La méthodologie d'extraction et de modalisation du transistor est généralement définie dépendamment du type de topologie choisie.

Nous allons citer en exemple quelques types de topologies et les modèles qui leurs sont liés.

a. Topologie en boîte noire

Ce type de configuration ne nous permet pas d'avoir accès à ses éléments internes. On distingue deux modèles reliés à cette topologie et qui sont :

- **Modèle de Root :**

Il est constitué généralement par des équations empiriques, d'où on peut déterminer à chaque accès du modèle, les valeurs de charges et de courants pour des tensions d'alimentation précises, bien que son extraction soit assez rapide ainsi que son utilisation est facile. L'inconvénient principal de son utilisation est sa méthode d'extraction qui se fait à un seul point de polarisation voir à une seule fréquence. Ceci va surement restreindre son utilisation.

- **Modèle « boîte noire » :**

Le fonctionnement de ce type de modèle se rapproche de celui du modèle Root. Cependant contrairement au modèle Root qui utilise seulement des équations empiriques, les valeurs des charges et courants de ce type de modèle sont déterminés en se basant sur des circuits équivalents, semblables aux modèles explosés que nous allons aborder par la suite.

b. Topologie « explosée »

Cette topologie se base sur un caractère plus physique. Contrairement à la topologie précédente, elle donne accès aux valeurs des éléments intrinsèques. Son principe est de représenter les phénomènes qui se produisent dans le transistor et les interpréter par des éléments électriques (capacité, diode, source de courant, résistance),

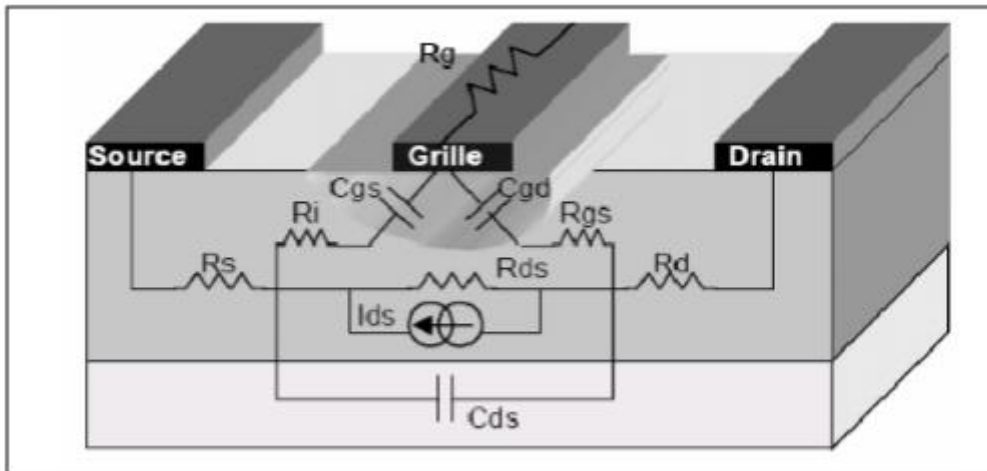


Figure 2.2. Caractéristiques physiques d'un modèle à éléments localisés.[19]

Un modèle exposé complet est présenté dans la figure 2.2. Il se compose donc d'éléments intrinsèques tel que les capacités de jonctions, et d'éléments extrinsèques, d'autres éléments seront joint à ce modèle tel que les diodes d'avalanche ou bien le circuit thermique, ou encore le circuit représentant les effets de pièges

Les éléments intrinsèques : ce sont les éléments qui décrivent l'aspect actif intrinsèque du transistor.

Les éléments extrinsèques : ce sont les éléments parasites liés à la géométrie du transistor.

Il n'est pas nécessaire que le modèle intègre tous ces éléments, car suivant le matériau employé pour la fabrication du transistor, certains éléments seront plus ou moins négligés dans le modèle.

Le fait d'avoir accès aux éléments intrinsèques et de déterminer leurs valeurs, permettra de fournir au concepteur amples détails et informations relatifs aux phénomènes physiques, tels l'évolution des capacités non linéaires.

Ces informations sont très utiles pour la conception d'un modèle large signal plus précis. Il est évident aussi de signaler que des fois cette topologie est plus complexe à concevoir. [20]

2.2.2 Les méthodes d'extraction

Une fois la topologie choisie et bien définie, la méthodologie d'extraction doit être adaptée à cette topologie. Pour une topologie de type root par exemple, la méthodologie doit être simple et consistera à déterminer les valeurs des courants et charges, en utilisant seulement les éléments d'entrées et sorties.

Par contre, une topologie de type boîte noire, nécessite une méthodologie d'extraction plus complexe qui tient compte d'un nombre important de paramètres à extraire. La procédure en question doit déterminer les éléments extrinsèques et intrinsèques du modèle.

Éléments extrinsèques : sont les éléments qui ne participent pas à l'effet qui se produit dans le canal soit l'effet transistor. Ce sont généralement les métallisations d'accès à la zone active qui sont qualifiés comme des éléments parasites.

Éléments intrinsèques : sont les éléments de la zone active du transistor.

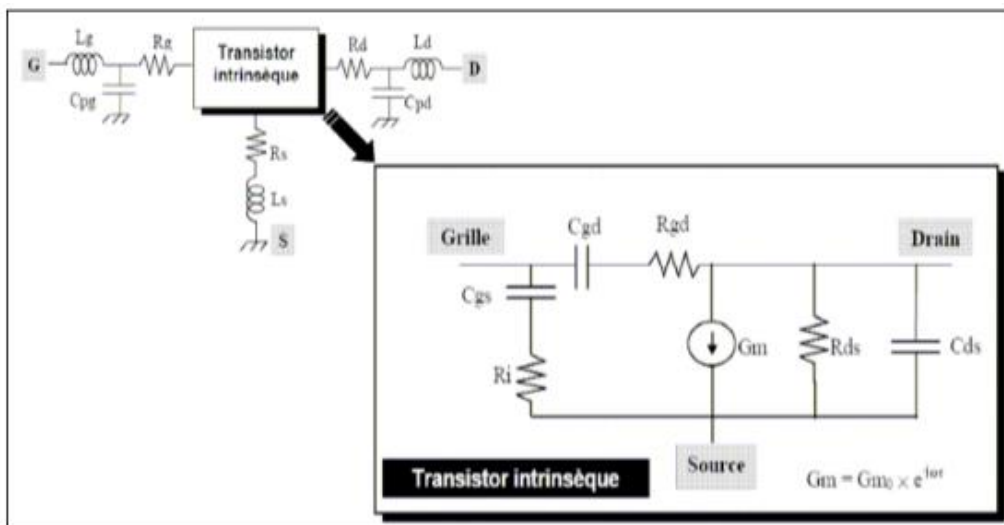


Figure 2.3. Modèle complet petit signal. [22]

On procède d'abord par extraire les éléments extrinsèques, pour ensuite avoir libre accès aux éléments intrinsèques. On utilise une de ces méthodes suivantes ou plusieurs à la fois.

a. Simulation électromagnétique

On simule les paramètres S sur une bande de fréquences bien définie, en utilisant un simulateur électromagnétique. A partir de ces paramètres S, on en déduit les valeurs des éléments extrinsèques du circuit équivalent. Il faut bien noter que la simulation électromagnétique devra être associée à une des méthodes suivantes, car les paramètres S simulés à cette étape sont insuffisants pour déterminer les valeurs des éléments du circuit équivalent. [23]

b. Le FET froid

Cette méthode est basée sur des mesures de paramètres S effectuées sur le transistor polarisé de façon à ce que les éléments extrinsèques ne soient pas masqués par les éléments intrinsèques. Et comme son nom l'indique, dans cette méthode tous les états de polarisations sont mesurés avec une tension de drain nulle [24]

- Quand le canal du transistor est en conduction, l'effet résistif du canal est le plus dominant. On peut déterminer les valeurs des composants séries des éléments extrinsèques avec une tension appliquée sur la grille $V_{gs} > V_{th}$ (tension de seuil).
- Quand le canal du transistor est pincé (pinched-off), l'effet le plus dominant est l'effet capacitif. On a alors accès aux valeurs des composants parallèles des éléments extrinsèques, avec une tension appliquée sur la grille $V_{gs} \ll V_{th}$.

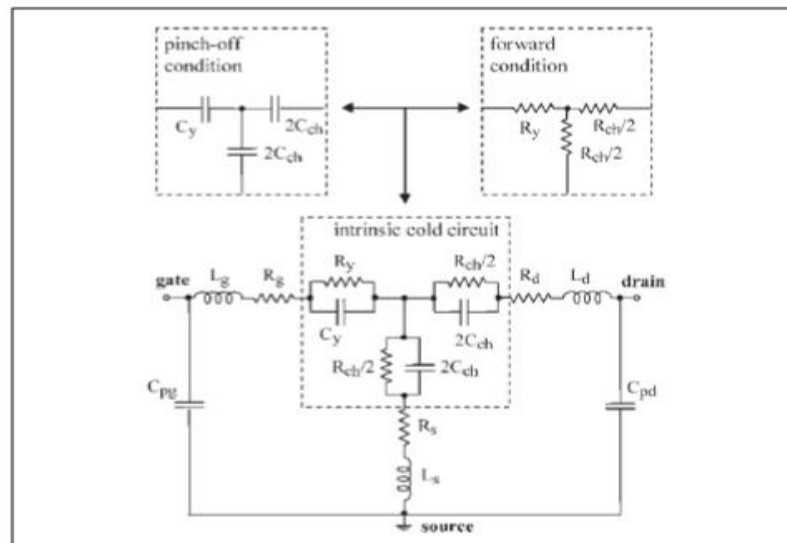


Figure 2.4. Éléments intrinsèques et extrinsèques d'un circuit équivalent en mode froid. [25]

c. L'optimisation

Cette méthode consiste à trouver un algorithme qui minimise la fonction d'erreur entre les mesures et les valeurs simulées. D'une autre façon, on cherche pratiquement à optimiser les valeurs extrinsèques des composants du circuit équivalent pour qu'elles aient une réponse la plus identique possible à celle des mesures.

Malgré la performance et la rapidité de cette méthode, elle nécessite cependant de connaître l'ordre de grandeur des valeurs recherchées, pour éviter de commettre des erreurs flagrantes.

d. Méthode statistique

Cette méthode nous permet de déduire les valeurs des éléments extrinsèques en utilisant une technique de régression linéaire. Donc, à partir des paramètres S mesurés, on obtient les paramètres Y associés, à une plage de fréquence définie.

e. Méthode analytique

Cette méthode se base sur les simples lois ohmiques, elle utilise soit des équations empiriques dans le but de s'approcher le plus précisément possible des valeurs des composants du modèle, soit des équations de la physique des semi-conducteurs, qui se base sur les bonnes connaissances des propriétés physiques et géométriques du transistor.

La résolution des équations de transport par exemple permet de déterminer les valeurs de quelques éléments localisés telles les capacités de jonction. Par ailleurs, cette technique est trop complexe et nécessite un temps de modélisation très grand. Le calcul analytique peut être considéré dans certains cas comme un point de départ pour d'autres techniques d'extraction telles que l'optimisation.

2.3 Les différents types de modélisations génériques [26] [27]

2.3.1 Les modèles physiques analytiques

Ces modèles sont basés sur des expressions analytiques et nécessitent la connaissance Des paramètres technologiques et géométriques du composant. Dans ce type de modèle Physique, la première tâche est de poser les hypothèses nécessaires à la résolution du système D'équations physiques qui décrivent le comportement du composant : équation de continuité Du courant, équation décrivant le transport des électrons dans le canal, etc. La résolution Complète des équations est menée de manière analytique. La plupart de ces modèles sont Basés sur une analyse quasi unidimensionnelle inspirée de celle de Shockley [28], à deux Régions (avant et après le pincement du canal). L'un des modèles les plus cités est celui de Pucel & al [29], utilisé pour des simulations en régime petit signal et pour étudier le Comportement du TEC en bruit.

Pour des structures simples de transistors, ces modèles physiques présentent l'avantage d'être relativement simples. Les calculs deviennent rapidement plus complexes lorsqu'il S'agit de modéliser des composants avec des matériaux implantés (implantation de

Bore pour Les HEMT) où l'hypothèse de dopage uniforme ne peut être appliquée. De plus, aucun des modèles ne prend en considération les phénomènes de dynamique électronique non stationnaire c'est-à-dire lorsque l'on admet que les variations de l'énergie ne peuvent pas suivre instantanément les variations du champ électrique.

2.3.2 Les modèles physiques numériques

Le système des équations fondamentales du transport des charges dans les semi-conducteurs est résolu numériquement, en choisissant des conditions aux limites appropriées. Les variantes de ces modèles sont nombreuses suivant la méthode numérique utilisée et les approximations effectuées. Deux types de modélisations peuvent cependant être distingués :

- Les modèles macroscopiques, qui résolvent numériquement (et non par des expressions analytiques, comme au paragraphe précédent) les équations de transport dans les Semi-conducteurs couplées à l'équation de Poisson,
- Les modèles microscopiques ou particulaires, qui consistent à suivre l'évolution de chaque électron dans l'espace et dans le temps.

La modélisation numérique de la dynamique des porteurs libres dans les composants Semi-conducteurs repose sur la résolution de l'équation de transport de Boltzmann [30].

$$\frac{\partial f}{\partial t} + \frac{q\vec{E}}{h} \cdot \overrightarrow{\text{grad}}_{\vec{K}}(f) + \vec{v} \cdot \overrightarrow{\text{grad}}_{\vec{r}}(f) = \left(\frac{\partial f}{\partial t}\right)_c \quad 2.1$$

Cette équation régit l'évolution de la fonction de distribution f , qui est la probabilité de présence d'une particule au point (\vec{r}, \vec{K}) de l'espace des phases à l'instant t .

Le second terme rend compte de la force de Coulomb dans un champ \vec{E} .

Le troisième terme représente les forces de diffusion résultant des gradients de concentration. Le second membre rend compte des collisions avec le réseau cristallin. L'équation de Boltzmann est valable tant que n'interviennent pas les effets quantiques, c'est-à-dire pour des composants ayant des zones actives suffisamment épaisses.

2.3.3 Les modèles phénoménologiques

La modélisation phénoménologique est une approche purement empirique, c'est-à-dire qu'elle se base uniquement sur la représentation des effets observables et mesurables, indépendamment de leur nature. Ainsi, un élément quelconque du composant (par exemple un courant) va être représenté par une équation purement mathématique. Les paramètres d'un modèle empirique n'ont pas de signification physique et servent uniquement à ajuster l'équation sur la grandeur mesurée.

Un modèle empirique peut n'en satisfaire qu'un nombre restreint. Il ne peut être utilisé pour faire une étude statistique sur les composants en fonction des paramètres de fabrication technologiques. Les lois d'échelle sur la géométrie des composants (surtout sur Lg) ne sont pas valables, car le modèle ne tient pas en compte l'évolution de chaque élément physique en fonction des dimensions du composant. D'autre part, les effets de température sur les éléments modélisés empiriquement sont très difficiles à incorporer. Finalement, l'extraction requiert obligatoirement une procédure d'optimisation, chose qui peut mener à différents ensembles de valeurs de paramètres pour un même composant.

Outefois, les avantages de la modélisation phénoménologique ne doivent pas être négligés. L'élaboration d'un tel modèle peut s'avérer très rapide ; des équations simples peuvent très bien décrire le comportement électrique du transistor, sur tous les régimes de polarisation et sur la gamme de fréquence de fonctionnement envisagés. Même certaines lois d'échelle peuvent être incluses dans les équations. Une fois le modèle élaboré, l'extraction des paramètres est rapide et les mesures requises simples et peu nombreuses.

Par ailleurs, à cause de la nature de la modélisation empirique, le modèle est facilement incorporable dans un simulateur de circuits quelconque. Grâce à la simplicité de tels modèles, le temps de calcul numérique, de la part du simulateur, peut être considérablement réduit. [31]

2.4 Modélisation d'un transistor HEMT

2.4.1 Modèle petit-signal

Afin de concevoir et simuler des circuits à base de ces composants, il faut construire un modèle électrique du transistor. Le modèle le plus souvent utilisé est un modèle électrique en éléments localisés pour son adaptation à la CAO. La Figure 2.5 montre l'origine physique de ce modèle équivalent en éléments localisés d'un transistor HEMT.

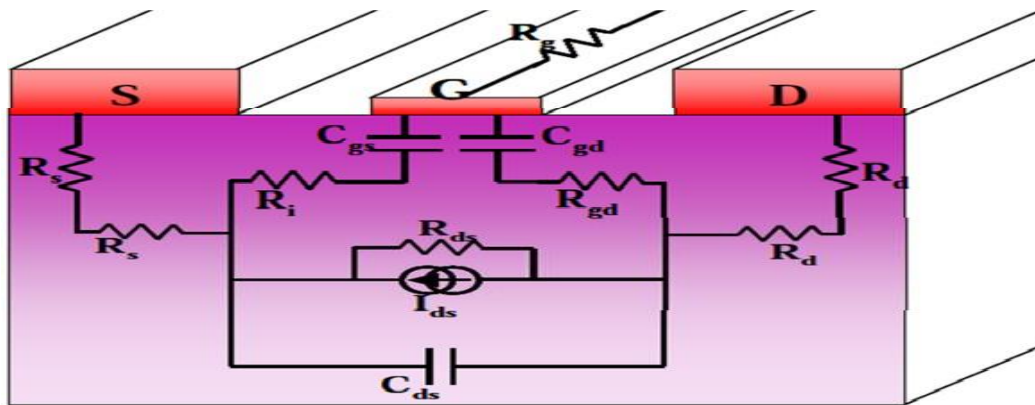


Figure 2.5 : Origine physique des éléments du modèle électrique petit signal du HEMT. [32]

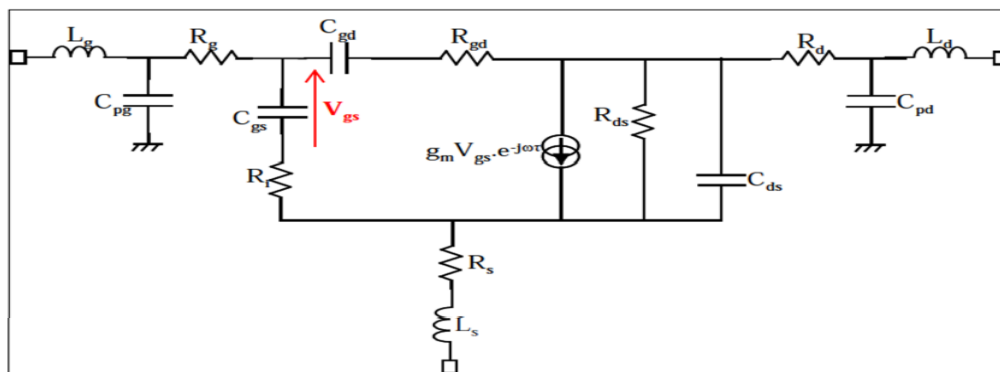


Figure 2.6 : Modèle électrique petit signal simplifié du HEMT.

a. Éléments intrinsèques

Ce sont les éléments décrivant l'aspect actif intrinsèque du transistor.

• La transconductance :

Le générateur de courant $I_{ds} = g_m V_{gs} e^{-j\omega\tau}$ l'effet fondamental du transistor. Il constitue une source de courant contrôlée en tension, modélisant le phénomène de gain au sein du composant.

Le retard t imposé à la source traduit le temps de transit des électrons dans le canal. La transconductance g_m , caractéristique fondamentale d'un transistor, représente la variation du courant dans le canal en fonction de la polarisation de grille, à tension drain- source constante.

Les HEMT se distinguent de tous les autres transistors à effets de champ par leur transconductance élevée. Elle est définie comme suit :

$$g_m = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right) \quad v_{ds} = cte \quad 2.2$$

- **La conductance de sortie :**

La conductance de sortie $g_d = \frac{1}{R_{ds}}$, représente la variation du courant dans le canal en fonction de la tension V_{ds} à polarisation de grille constante. Elle est un indicateur de la saturation du courant drain source. Cette valeur traduit la résistance du canal.

$$g_d = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right) \mid v_{gs} = cte \quad 2.3$$

- **La capacité grille-source :**

La capacité grille-source C_{gs} représente la variation de la charge accumulée dans la zone dépeuplée, située sous la grille. C_{gs} Détermine cette variation modulée par la tension grille-source pour une tension grille-drain constante :

$$C_{gs} = \left(\frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}} \right) \mid V_{gd}=cte \quad 2.4$$

Avec Q_g , la charge de la zone dépeuplée sous la grille.

- **La capacité grille-drain :**

Cette capacité grille-drain représente les effets réactifs entre les deux électrodes. Restant très faible en régime saturé, son influence apparaît surtout en hautes fréquences ou lorsque la grille est chargée par une haute impédance. Elle est définie par :

$$C_{gd} = \left(\frac{\partial Q_g}{\partial V_{gd}} \right) \mid V_{gs}=cte \quad 2.5$$

Cette capacité détériore les performances dynamiques de deux façons :

Par effet Miller : Une partie de C_{gd} se retrouve reportée sur l'impédance d'entrée du transistor. Il en résulte une addition avec la capacité C_{gs} et donc une diminution de la bande passante d'un amplificateur.

Par couplage direct : A hautes fréquences, C_{gd} relie directement la sortie du transistor à son entrée et court-circuite la source de courant commandée.

- **La capacité drain-source**

La capacité drain-source C_{ds} décrit le couplage capacitif entre les deux régions du canal sous les contacts ohmiques de drain et de source.

- **Les résistances R_i et R_{gd}**

Les résistances R_i et R_{gd} décrivent le caractère distribué du canal. La résistance R_i est la résistance d'entrée, permettant de modéliser l'impédance d'entrée du transistor. La résistance R_{gd} quant à elle permet de modéliser la rétroaction du composant ; elle est parfois négligée.

b. Eléments extrinsèques

Ce sont les éléments parasites qui dépendent principalement des accès à la partie intrinsèque, et sont donc liés à la géométrie du transistor.

- **Les résistances R_s , R_d et R_g :**

Les résistances de source R_s et de drain R_d , traduisent l'effet résistif des contacts ohmiques et des zones du substrat situées entre les électrodes externes de source ou de drain et la zone active du canal.

La résistance de grille R_g représente les pertes dues à l'effet distribué le long de l'électrode de grille du signal de commande.

- **Les éléments parasites d'accès**

L_g , L_s , L_d et $C_{p,ps}$ et C_{pd} (Figure 2.12) sont les inductances et les capacités parasites d'accès aux électrodes, respectivement de grille, de source et de drain. Elles ne dépendent que de la largeur du transistor.

2.4.2 Modèle grand-signal

De nouveaux paramètres seront pris en considération lorsque l'amplificateur opère en régime non-linéaire, les définitions qui vont être citées par la suite sont référencées par rapport à la figure 2.7 :

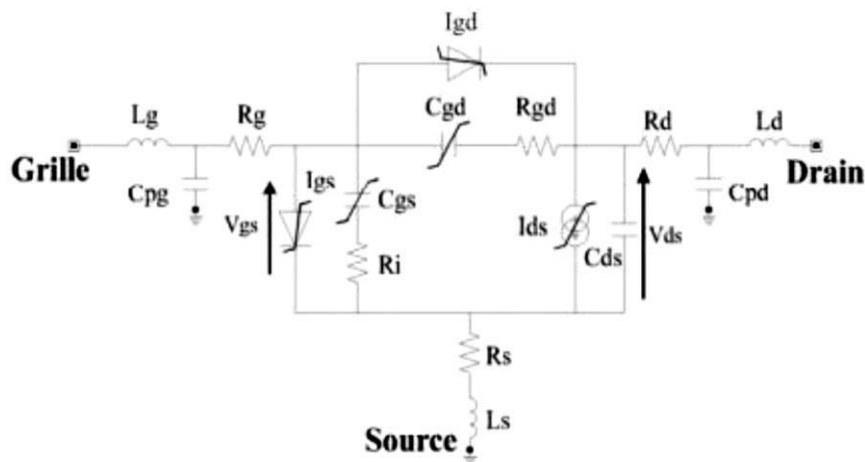


Figure 2.7 : Schéma équivalent fort signal d'un HEMT.

L'effet fondamental du transistor est décrit par la source de courant non linéaire I_{ds} , commandée par la tension V_{gs} et V_{ds} . Plusieurs expressions analytiques de cette source sont proposées dans la littérature ; cependant, elles ne permettent pas une représentation complète du comportement non linéaire d'un HEMT dans toutes les zones de fonctionnement. [33][34]

- **La densité de puissance :**

C'est la puissance de sortie par unité de longueur de grille de transistor (unité : W/mm), elle permet ainsi de faire la comparaison entre les différents types de transistors.

- **La puissance de sortie :**

Notée P_s , et définie comme suivant :

$$P_s = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(VI^*) \quad 2.6$$

- **Le gain en puissance :**

Noté G_P , c'est le rapport de la puissance de sortie P_S sur la puissance d'entrée P_E :

$$G_P = \frac{P_S}{P_E} \quad 2.7$$

- **Le rendement en puissance ajoutée :**

Noté η_{PAE} , c'est le pourcentage de puissance de polarisation **DC** convertie en puissance **RF**

$$\eta_{PAE} = \frac{(P_S - P_E)}{P_{DC}} \quad 2.8$$

2.5 Limitations du HEMT AlGaIn/GaN

Un transistor HEMT idéalement linéaire serait un transistor pour lequel le courant de drain serait proportionnellement commandé par la tension de grille et de drain pour n'importe quelle fréquence du signal. Bien entendu, cette perspective reste utopique car un certain nombre d'effets non linéaires viennent perturber cette fonction. Précédemment, nous avons vu que le courant était limité par la vitesse de saturation que peuvent atteindre les électrons et la concentration ns. La tension est limitée par les phénomènes de claquage.

On retrouve, synthétisés ci-dessous, les principaux effets limitatifs du fonctionnement du transistor HEMT AlGaIn/GaN :

- L'effet thermique.
- Les effets de pièges.
- Les courants de fuites du HEMT
- La tension de claquage

2.6 L'effet thermique

L'état thermique d'un composant résulte de la température ambiante et de l'auto-échauffement du transistor. Cet auto-échauffement se traduit par une puissance dissipée dépendant de la classe de fonctionnement du transistor et des performances RF de celui-ci vis-à-vis du signal injecté. L'augmentation de la température interne du composant entraîne une diminution de la mobilité des porteurs. Il en résulte une chute du courant de drain entraînant une diminution de la transconductance de sortie. En clair, une forte élévation de

température altère de façon importante les performances des transistors. Les nitrures étant généralement dédiés à des applications de fortes puissances, il est nécessaire de gérer la thermique. L'utilisation du substrat SiC permet une meilleure dissipation de la chaleur due à une conductivité thermique importante en comparaison par exemple au saphir.

2.6.1 Pourquoi est-il important de connaître la température d'un composant ?

L'obtention de dispositifs microondes capables de générer de fortes densités de puissance constitue un enjeu majeur dans la conception de système électronique de pointe. Dans ce but, ont émergé de nombreuses technologies de composants parmi lesquelles on trouve les transistors à technologie HEMT qui laissent entrevoir de fortes potentialités dans ce domaine. La recherche de l'accroissement de la densité de puissance fait que les effets thermiques dans ces transistors sont susceptibles d'induire des dérives de gain et de phase sur la composante RF. Cette dérive doit être maîtrisée pour une prise en compte éventuelle à la conception. Par ailleurs, la connaissance de la valeur de la température dite de jonction d'un composant est une donnée essentielle dans la prévision du vieillissement des composants, et donc, dans l'estimation de sa durée de vie. Dans certains cas critiques, cette valeur T est nécessaire pour le dimensionnement des dispositifs thermiques et pour l'établissement du compromis performances-fiabilité.

2.6.2 Généralité sur les transferts thermiques

L'étude des transferts thermiques est la science qui permet de quantifier les échanges énergétiques entre un système et l'extérieur (ou entre deux systèmes). Cette science permet de déterminer les valeurs caractéristiques des variables d'état du système, notamment la température. On donne les termes les plus communément utilisés soit :

a. La chaleur

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

b. Le champ de température :

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

c. Le gradient de température :

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

$$\overrightarrow{\text{grad}}(T) = \vec{n} \cdot \frac{\partial T}{\partial n} \quad 2.9$$

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

Le gradient de température est plus communément exprimé sous forme d'écart global noté $\Delta T = T_2 - T_1$. Selon le premier principe de la thermodynamique, le sens du flux est dirigé de la température la plus élevée vers la plus basse. Ceci correspond à la différence de température entre le point le plus chaud T_{max} et la température de référence $T_{Réf}$. Ce gradient est particulièrement élevé pour les composants à base de semi-conducteur GaN, compte tenu des fortes densités de puissance dissipées.

d. Flux de chaleur et densité de flux :

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

$$\varphi = \frac{\partial Q}{\partial t} ; [W] \quad 2.10A$$

$$\Phi = \frac{1}{S} \cdot \frac{\partial Q}{\partial t} [W/m^2] \quad 2.10B$$

« S » étant l'aire de la surface isotherme

e. Puissance dissipée

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

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

$$P_{diss}=P_{DC} = V_{DS} * I_{DS} \quad ; [W] \quad 2.11$$

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

$$P_{DISSIPEE}=P_{DC} \cdot (1 - PAE)$$

Avec :

2.12

$$PAE = \frac{P_{out}-P_{in}}{P_{dc}} \quad ; \quad [%]$$

Cette relation traduit qu'une partie de la puissance générée par les alimentations (P_{DC}) sera dissipée (P_{diss}) et que l'autre partie sera transmise en sortie du composant ($P_{out}-P_{in}$), soit :

$$P_{diss} = P_{DC} - (P_{out} - P_{in}) \quad 2.13$$

La puissance dissipée d'un transistor s'exprime généralement sous forme de densité linéique de puissance dissipée, en fonction du « Z » géométrie (développement) totale du transistor :

$$P_{diss} = \frac{\varphi}{Z} = \frac{\varphi}{N.L_g} \quad ; [W/mm] \quad 2.14$$

Avec : Z : géométrie spécifique de l'élément actif.

Exemple : Un transistor GaN HEMT ayant une topologie 8x125µm (doté de huit doigts) et dissipant une puissance de 5W aura une densité linéique de puissance dissipée de :

$$P_{diss} = \frac{5}{8+0.125} = 5 \text{ W/mm} \quad 2.15$$

f. Résistance thermique RTH

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

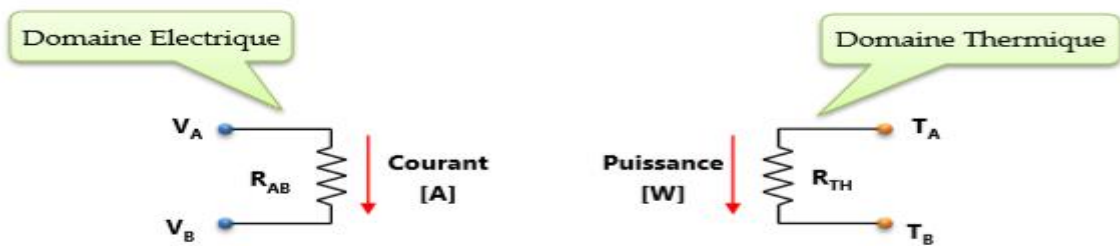


Figure.2.8 : Relation fondamentale entre la résistance électrique et la résistance thermique

A partir de cette analogie électrique et thermique, un certain nombre d'équations sont similaires. En effet chaque domaine possède son propre «loi d'Ohm » comme illustré dans le tableau 2.1.

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

Tab.2.1. Relations et similitudes entre le domaine thermique et le domaine électrique

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

$$R_{TH} = \frac{T_B - T_A}{P_{diss}} \quad ; \quad \left[\frac{^{\circ}\text{C} \cdot \text{mm}}{\text{W}} \right] \quad 2.16$$

$$T_B = T_A + (P_{diss} * R_{TH}) \quad 2.17$$

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

g. Relation entre Impédance thermique Z_{TH} et capacité thermique C_{TH}

La notion d'impédance thermique Z_{TH} est introduite dans l'analyse thermique en régime transitoire. Cette réponse de type RC est analogue à celle du domaine électrique. Donc, la constante de temps thermique τ_{TH} exprimé en seconde, correspond au produit de la résistance thermique et de la capacité thermique :

$$Z_{TH}(t) = R_{TH} * \left[1 - e^{(-t/\tau_{TH})} \right] \quad 2.18$$

$$\tau_{TH} = R_{TH} * C_{TH} \quad 2.19$$

Deux définitions peuvent être exprimées à la capacité thermique C_{TH} comme suit :

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

$$C_{TH} = \frac{\varphi \cdot T}{\Delta T} \quad ; \quad \left[\frac{\text{J}}{^{\circ}\text{C}} \right] \quad 2.20. a$$

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

$$C_{TH} = C_p \cdot \rho \cdot V \quad ; \quad \left[\frac{\text{J}}{^{\circ}\text{C}} \right] \quad 2.20. b$$

Avec, C_p : la capacité thermique massique ou calorifique [$\text{J}/\text{kg}/^{\circ}\text{C}$], ρ : la densité volumique du matériau [kg/m^3] et V : le volume élémentaire du matériau.

2.6.3 Les modes de transfert de chaleur

Trois processus physiques ou mécanismes permettent le transfert de chaleur d'un corps vers un autre dès lors qu'ils ne sont pas en équilibre thermique (à température différente) :

- la conduction,
- la convection
- et le rayonnement.

Dans la pratique, on a en général une combinaison de ces trois modes, mais lorsque l'un des modes est dominant, on néglige les deux autres.

a. Transfert de chaleur par Conduction

Le phénomène de transfert d'énergie par conduction à travers une surface A est lié directement à l'activité atomique ou moléculaire au sein d'un gaz, un liquide ou un solide. Dans un corps solide, un transfert d'énergie sous forme de vibrations du réseau cristallin, apparaît dès qu'il existe une différence de température au sein du solide ou entre solides Fig.2.9.a.

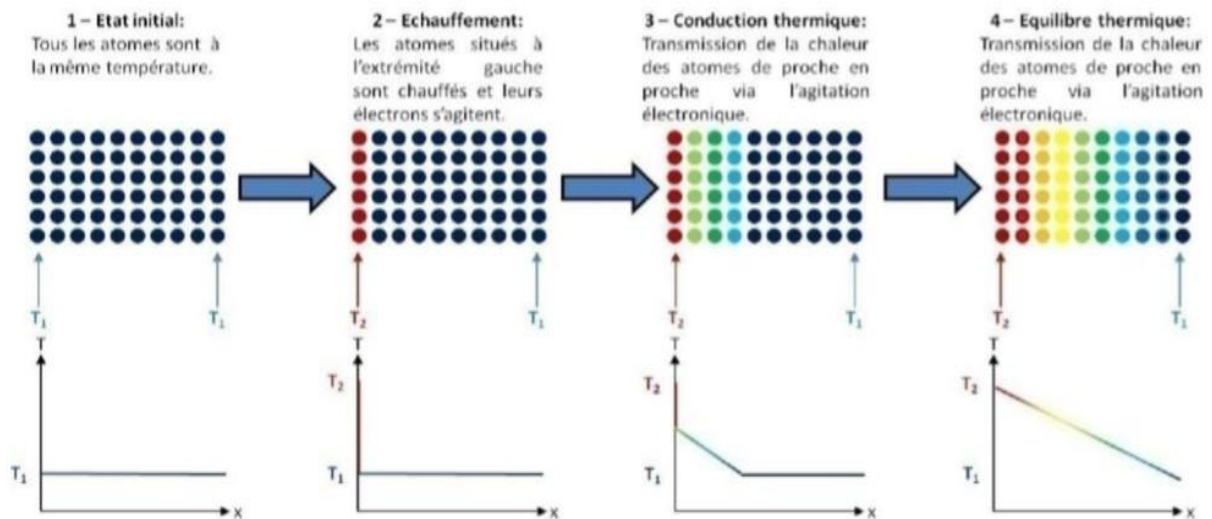


Figure.2.9.a Principe du transfert d'énergie par conduction de chaleur

Dans le cas de la conduction thermique dans un barreau (Fig.2.9.b), le flux de chaleur Q entre deux sections de surface S et de longueur L est donné par la loi de Fourier suivante :

$$\phi = Q = -K_{TH} \cdot \frac{S}{L} \cdot \nabla T \quad \text{avec: } K_{TH} (W/m \cdot ^\circ C) \quad 2.21$$

C'est un transfert qui apparaît dès qu'il existe un gradient de température.

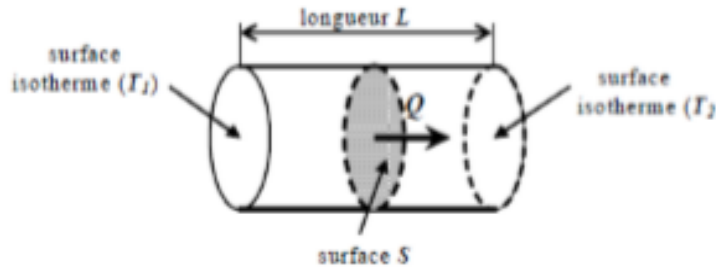


Figure.2.9.b Conduction de la chaleur dans un barreau

b. Transfert de chaleur par Convection

La convection est le transfert thermique caractéristique des fluides (liquide ou gaz) avec déplacement de particules. Deux types de convections sont distingués dans ce type transfert thermique :

- **Convection naturelle :**

Elle est mise en mouvement du fluide sous l'action de la gravité en poussée d'Archimède. Si le mouvement des particules est causé uniquement par la variation de température au sein du fluide.

- **Convection forcée**

La convection est qualifiée de forcée si le mouvement des fluides est causé par une source mécanique extérieure (ventilateur ou pompe), indépendante des phénomènes thermiques. L'étude des échanges de chaleur par convection est complexe, car elle met en jeu des phénomènes physiques régis par les lois de la mécanique des fluides.

$$\phi = h_c \cdot A \cdot (T_s - T_f) \quad 2.22$$

Avec : T_s la température à la surface, et T_f la température à une distance suffisamment grande du système pour que la température soit indépendante de la température du système (température du fluide loin de la surface du solide ($^\circ K$)) « h_c » représente le coefficient

d'échange ou de convection thermique moyen en $(W/m^2/K)$ permettant de relier le flux de chaleur et le gradient de température.

c. Transfert de chaleur par Rayonnement

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

Lorsqu'une surface chaude est entourée par des surfaces froides comme les parois de la structure, il existe un refroidissement par radiation. Ce refroidissement par radiation dépend de l'émissivité du matériau qui compose la surface chaude. L'équation 2.23 montre la relation entre le flux thermique et la température de la paroi :

$$\phi = \varepsilon \cdot \sigma \cdot A \cdot (T_s^4 - T_a^4) \quad 2.23$$

Avec :

ε : l'émissivité du matériau $[J/kg/^\circ C]$

σ : constante de Stefan-Boltzmann.

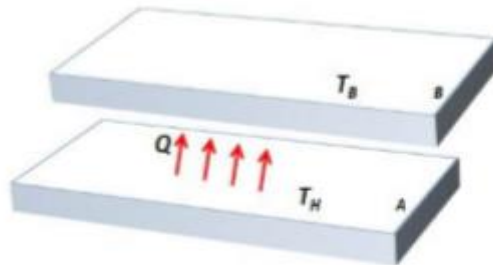


Figure.2.10. Principe de rayonnement thermique

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

2.6.4 Récapitulatif

Selon le milieu ou régis le flux de chaleur la diffusion de température se manifeste selon les modes transferts de chaleur décrits ci-dessus. Soit le tableau récapitulatif suivant Tab.2.2 :

Milieu de diffusion	Caractéristiques	Les trois Modes de transfert de chaleur		
		Conduction thermique	Convection	Rayonnement
Vide	- Volume & forme indéfini	Non	Non	Oui
Solide	- Volume défini - Il a une forme - Presque incompressible	Oui	Non	Oui
Fluide	- Volume défini - La forme peut changer - Presque incompressible	Oui	Oui	Oui

Tab.2.2 Récapitulatif mode de transfert de chaleur selon les milieux de diffusion

Modéliser le comportement thermique d'un transistor requiert la définition des différentes grandeurs présentées précédemment.

2.6.5 Auto échauffement des transistors de puissance (Self-heating)

L'architecture des transistors de puissance fait qu'il existe au sein de ces structures des zones de fortes densités de puissances où une grande quantité de chaleur est dissipée. L'augmentation de la température implique une décroissance de la conductivité thermique qui limite la capacité d'évacuation de la chaleur. De plus, les transistors multi- doigts, généralement utilisés dans le domaine des microondes, sont sensibles à l'emballement thermique à l'origine d'une chute brutale du gain en courant statique [35].

La répartition thermique au sein du transistor doit donc être évaluée et maîtrisée dès les phases de conception. Pour un transistor de puissance, l'augmentation de la température à l'intérieur du composant est liée à la taille de la zone de dissipation. La surface de cette zone est d'autant plus petite que la fréquence est élevée. Ceci devient problématique pour les applications submicroniques.

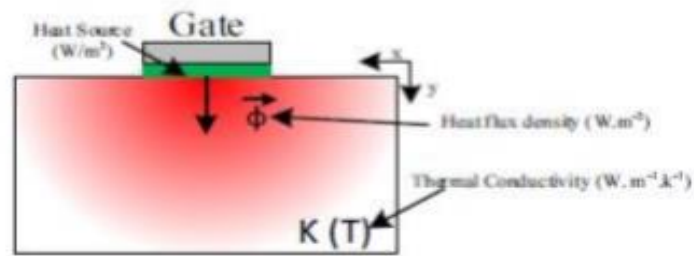


Figure.2.11. illustration Auto échauffement dans le transistor GaN à un doigt.

La polarisation du transistor peut entraîner son auto-échauffement. Lorsqu'un fort champ électrique est appliqué, la relaxation d'un électron produit un photon optique longitudinal [36]. Par conséquent, la température dans le canal n'est plus à l'équilibre thermique. Ceci va entraîner une diffusion de la chaleur à partir du point chaud.

Généralement l'effet thermique, l'auto-échauffement et la température externe, influent sur les caractéristiques I/V du transistor par une diminution du niveau de ces caractéristiques quand on augmente la température [37]. Ceci est dû au fait que la température diminue la mobilité et la vitesse des électrons dans le canal du dispositif et, par conséquent, tout en diminuant le courant [38].

La probabilité de défaillance dans les systèmes électroniques est fortement dépendante de la température de fonctionnement (Fig2.11). La surcharge thermique est la cause de défaillance la plus fréquente dans les systèmes électroniques modernes. Par conséquent, il est vraiment important de comprendre les caractéristiques thermiques statiques et dynamiques des modules électroniques, en particulier concernant la température de jonction [39].

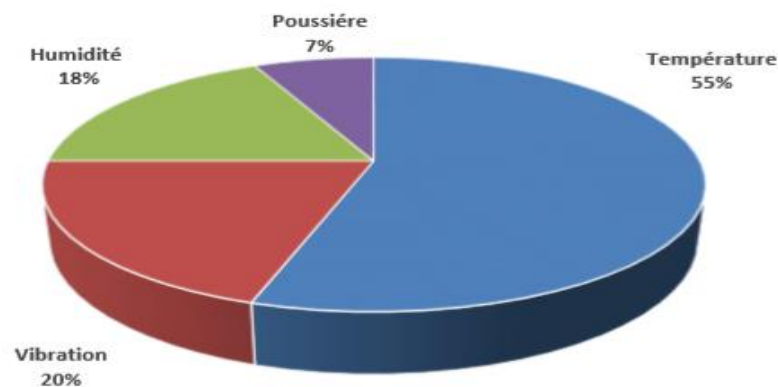


Figure. 2.12. Causes principales de la défaillance électronique

L'élévation interne de la température se manifeste par [23] :

Variation des performances électriques : La dérive des paramètres provoquent une diminution des performances pouvant aller plus ou moins brutalement jusqu'à la défaillance ;

Le boîtier « packaging » qui est soumis à des gradients de température très importantes. Il existe des températures critiques pour lesquelles se produisent des changements d'état de structures même de boîtiers.

Les cycles thermiques ou le fonctionnement en mode impulsionnel, auxquels sont soumis les matériaux ayant des coefficients de dilatation différents, induisent des forces très importantes, peuvent conduire à une rupture instantanée ou créer une fatigue qui provoque une rupture à plus ou moins long terme exemples de soudures en modules électroniques.

2.7 Conclusion

Le but de ce chapitre était de faire un tour d'horizon sur ce que représente la modélisation. Nous avons tenté dans les termes les plus généraux possible de présenter succinctement les types de modèles les plus connus, ainsi que les méthodes d'extraction les plus utilisées tout essayant d'offrir une vue générale sur la modélisation des transistors de puissance.

On a pu noter que le tout est de bien appréhender les spécificités de chaque topologie, de bien connaître les phénomènes physiques qui affectent le transistor, afin de garder à l'esprit ce que l'on veut modéliser.

Chapitre 2 Modélisation des transistors HEMT.

La modélisation petit-signal est une étape clé pour une modélisation grand signal réussie. Elle repose initialement sur la détermination des effets parasites et indésirables dû à l'interaction du transistor avec tout effet qui affectant son fonctionnement dans l'environnement des mesures.

Malgré les performances intéressantes du transistor HEMT, le fonctionnement de ce transistor est perturbé par l'effet THERMIQUE qui est un phénomène physique inévitable dans la plupart des circuits électroniques dû à l'effet Joule. Cette auto échauffement est responsable à la dégradation des propriétés de transport des matériaux et donc la dégradation de ses performances. Il est donc nécessaire de prendre en compte la dissipation thermique et son influence sur l'ensemble des paramètres de ces composants.

ii

3.1 Introduction

La simulation des différents paramètres des composants est une étape indispensable pour la compréhension des phénomènes physiques et électriques qui limitent leurs performances, Par conséquent, ces effets doivent être connus et modélisés. En raison de l'auto-échauffement des composants à base de nitrures utilisés pour les applications de puissance et hautes températures, il est nécessaire de connaître la dépendance des paramètres de transport électriques en fonction de la température dans ce composant HEMT.

Ce chapitre est consacré à la présentation et l'interprétation des résultats de simulation obtenus en utilisant MATLEB et le simulateur ADS en tenant compte des effets thermiques sur les paramètres électriques et les caractéristiques courant-tension.

En première étape, nous sommes intéressé à calculé la puissance dissipe d'après les figures des caractéristiques courant-tension du point de polarisation qui sont définis par la méthode pulsée.

Dans une deuxième étape, nous avons conclues la résistance thermique d'après les résultats précédents de la puissance dissipée et l'élévation températures. En conséquence de la conductivité thermique

Une troisième étape est consacrée à l'étude des constantes de temps à l'aide de la fonction exponentielle d'ajustement de MATLEB

En ce termine par la capacité thermique pour définir le modèle thermique du circuit équivalent RC.

Après on va injecter tous ces données dans le simulateur ADVENCED DATA SIMULATOR.

3.2 Description du logiciel ADS

Aujourd'hui, la simulation des circuits électroniques est devenue indispensable pour tous les expérimentateurs avant la concrétisation de toute réalisation pratique. En effet, les développements technologiques dans le domaine RF, ADS (Advanced Design System) fournit une vaste gamme de modes et de modèles de simulation pour la conception des circuits numériques agile. Les outils de simulation les plus utiles seront l'analyse DC et transitoire. Il contient une grande bibliothèque de modèles de lignes de transmission et de composants passifs qui incluent des noms de ces composants. Le traitement à haute vitesse des

interconnexions, pourrait fournir l'incitation à apprendre à utiliser ADS même si vous êtes déjà un utilisateur expérimenté de HSPICE. D'autre part, ADS gère également les bibliothèques des modèles de composants actifs tels que les transistors et les diodes [23].

Le logiciel ADS (Advanced Design system) est un outil de conception des systèmes avancés, il est développé par Agilent Technologies. Il est dédié à la simulation et à la conception des circuits et des systèmes électroniques RF. Il offre tout un ensemble d'environnements de simulation de types circuit électrique et électromagnétique, dans les domaines temporel et fréquentiel [2].

3.3 Description Matlab

MATLAB est un langage performant pour le calcul technique. Il intègre le calcul, la visualisation et la programmation dans un environnement facile à utiliser où les problèmes et les solutions sont exprimés.

Dans une notation mathématique familière. Les utilisations typiques comprennent :

- Maths et calcul
- Développement d'algorithmes
- Modélisation, simulation et prototypage
- Analyse, exploration et visualisation des données
- Graphiques scientifiques et techniques
- Développement d'applications, y compris la création d'interface utilisateur graphique

Il s'agit d'un langage matriciel / tableau de haut niveau avec des instructions de flux de contrôle, des fonctions, des structures de données, des entrées / sorties et des fonctionnalités de programmation orientée objet. Il permet à la fois de «programmer dans le petit» pour créer rapidement des programmes à jeter rapidement et sales, et de «programmer dans le grand» pour créer des programmes d'application complets et complexes.

3.4 Résultat est interprétation

3.4.1 Calcul de la puissance dissipe avec la méthode pulsées

La méthode pulsée permettant d'estimer la température de fonctionnement des transistors. La première étape de la mesure consiste à obtenir la caractéristique en régime pulsé pour une puissance DC dissipée nulle pour plusieurs valeurs de température.

Pour ce faire, les transistors sont polarisés au point $(V_{ds}, V_{gs}) = (0V, 0V)$. Les durées des impulsions, généralement de l'ordre de la centaine de ns, sont considérées suffisamment courtes (comparativement au temps nécessaire pour que le composant soit thermiquement stable) pour qu'elles n'engendrent pas d'auto échauffement des composants.

Les transistors mesurés sont placés sur une plateforme chauffante permettant de fixer leur température. Les caractéristiques $I_{DS}(V_{DS})$ des transistors sont ainsi obtenues pour différentes valeurs de température déterminant une référence.

a. pour $(T_c=100^\circ\text{C}, T_{amb}=20^\circ\text{C})$

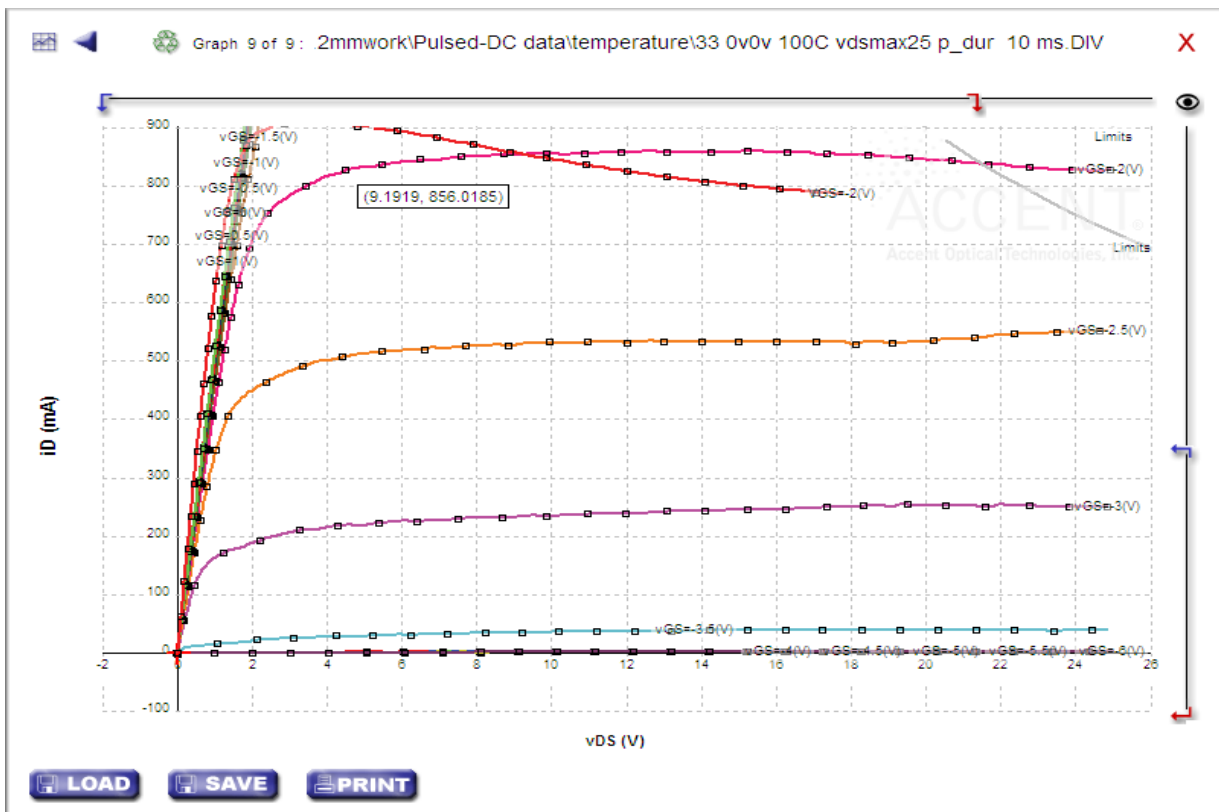


Figure 3.1 : Croisement des courbes $I(V)$ pulsé et statique-DC les courbe en $I(V)$ pulsée à des tensions de polarisation $(0V, 0V)$ point de d'intersection $(V_{GS} = -2V, V_{DS} = 9.1919V)$.

L'auto-échauffement du canal pourrait être modélisé en incluant un nouveau point de polarisation de repos pour les mesures pulsées dans la région active. À ce point de polarisation actif de repos, le dispositif HEMT présente une forte dissipation de puissance Qui génère un effet d'auto-échauffement élevé en utilisant cette approche, afin d'acquérir les données nécessaires, des mesures I(V) pulsées ont été effectuées à ($V_{GS0} = -2V$, $V_{DS0} = 9.1919V$).

un effet d'auto-échauffement important est constaté lorsqu'une mesure I(V) pulsée est effectuée à un point de dissipation de puissance élevée, par rapport aux données prises à un point de polarisation de repos ($V_{GS0} = 0V$, $V_{DS0} = 0V$).

$$P_{diss} = P_{DC} = V_{DS} * I_{DS} \quad ; [W]$$

- ❖ Elle et s'exprime comme le produit du courant de drain $I_{DS} = 856.0158$ mA par la tension de drain $V_{DS} = 9.1919V$.
- ❖ D'après le point d'intersection entre la courbe de tension $V_{GS} = -2V$ statique DC est la courbe 2^{ème} courbe pulsées on a : $9.1919 \times 856.0158 = 7868.43645015 \times 10^{-3}$

$$P_{diss1} = 7.8684364502 \text{ w}$$

b. pour ($T_C = 75$, $T_{amb} = 20$) :

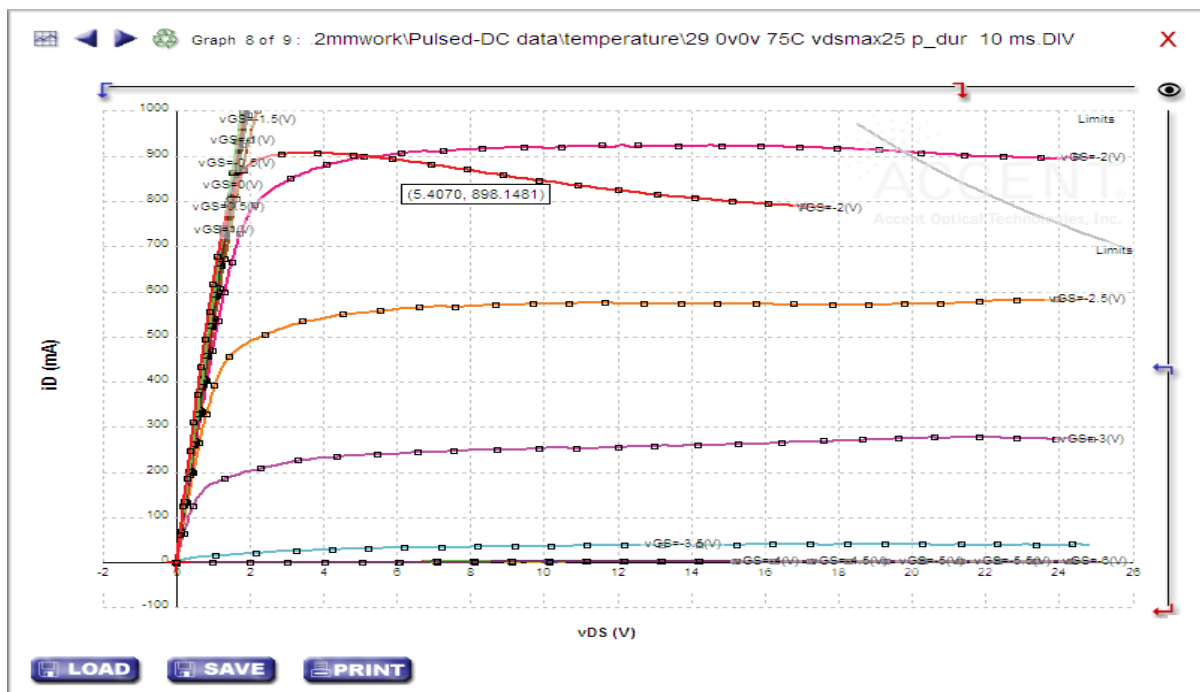


Figure 3. 2 : Croisement des courbes I(V) pulsé et statique-DC, les courbe en I(V) pulsée à des tensions de polarisation (0V.0V) point de d'intersection ($V_{GS} = -2V$, $V_{DS} = 5.4070V$)

$$P_{diss2} = 4.8454 \text{ w}$$

3.4.2 Résistance thermique

a. pour ($T_C=100^\circ\text{C}$, $T_{amb}=20^\circ\text{C}$)

La résistance thermique est dépendante du point de polarisation des composants car la distribution du champ électrique est liée aux tensions V_{GS} et V_{DS} et également à la température de fonctionnement des composants. Par conséquent, un changement du point de polarisation aura pour conséquence de modifier la distribution du champ électrique entre la source et la grille et également entre la grille et le drain.

Au point d'intersection pour la courbe mesurée en mode continu :

$$\Delta T = T_{jonction_dc} - T_{ambiante_dc} = R_{th} \cdot P_{diss}, \text{ avec } T_{ambiante_dc} = 20^\circ\text{C} \text{ et } T_{jonction_dc}$$

est la température de jonction du transistor en mode continu.

Au point d'intersection pour la courbe mesurée en mode pulsé :

$$\Delta T = T_{jonction_pulse} - T_{ambiante_dc} = R_{th} \cdot P_{diss} \text{ Mais } \Delta T = T_{jonction_dc} - T_{ambiante_dc} = 0^\circ\text{C}$$

Aux point d'intersections et $T_{jonction_pulse} = 100^\circ\text{C}$ car on suppose les mesures quasi-isothermes, c'est-à-dire que $T_{jonction_pulse} = T_{ambiante_pulse}$.

Comme la température de jonction aux points d'intersections est identique sur les deux courbes :

$$T_{jonction_pulse} = T_{jonction_dc}$$

On a donc : $R_{th} = \frac{T_{jonction_pulse} - T_{jonction_dc}}{P_{diss}}$

$$\Delta T = (T_C - T_{amb}) = R_{th} \times P_{diss}$$

$$R_{th1} = \frac{\Delta T}{P_{diss}} = \frac{80}{7.8684364502} = 10.167204766 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{th1} = 10.16 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

b. pour ($T_C=75^\circ\text{C}$, $T_{amb}=20^\circ\text{C}$)

$$R_{th2} = \frac{\Delta T}{P_{diss}} = \frac{55}{4.8454} = 11.32 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{th2} = 11.32 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

D'après les résultants de la puissance dissipe et la résistance thermique nous remarquont que pour :

$$\begin{aligned} T_{jonction_pulse1} &= 100^{\circ}\text{C}. & P_{diss1} &= 7.8684364502 \text{ w} & R_{th1} &= 10.16 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W} \\ T_{jonction_pulse2} &= 75^{\circ}\text{C}. & P_{diss2} &= 4.8454 \text{ w}. & R_{th2} &= 11.32 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W} \end{aligned}$$

Alors plus la température augmente plus la puissance dissipé grandit qui va causer une chute de courant plus souvent rapide comme nous avons visualisé dans nos graphes

Oprécédents

Cette dégradation du courant est causée par la conductivité thermique de matériau lorsque la température augmente par laquelle elle va diminuer la mobilité et de la vitesse des porteurs. Ceci a pour conséquence directe de diminuer la puissance de sortie hyperfréquence délivrée à la sortie des transistors.

3.4.3 CONSTANTE DE TEMPS THERMIQUE

Cette constante de temps thermique est utilisée dans la mise en œuvre du modèle thermique de la table de consultation des données électriques. De plus, cette procédure nous aide à améliorer le modèle thermique par la connaissance du comportement.

La constante de temps thermique peut être extraite de la mesure du courant de drain transitoire aux points de polarisation de repos appropriés, par la fonction :

$$i(t) = I_0 - \sum_{i=1}^n I_i \cdot \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau_i}\right) \right)$$

Où i correspond au nombre de constantes de temps nécessaires à la modélisation de $i(t)$, I_0 correspond à la valeur du courant au début de l'impulsion, et I_i correspond à la valeur de la décroissance du courant pendant le temps t_i .

Le temps t_i correspond au temps que met le courant I_i pour atteindre son régime établi ($t_i > \tau_i$).

Dans la mesure du transitoire thermique pour évaluer la constante de temps thermique, la durée d'impulsion est choisie supérieure à $> 1\text{ms}$ pour exclure l'effet de piège.

Chapitre III Résultats et interprétations de l'effet thermique.

Le transitoire de courant de drain pulsé à partir du point de polarisation

$(V_{GS0}, V_{DS0}) = (0V, 0V)$ pulsé à un point de polarisation de dissipation de puissance plus élevé $(V_{GS}, V_{DS}) = (0V, 5V)$.

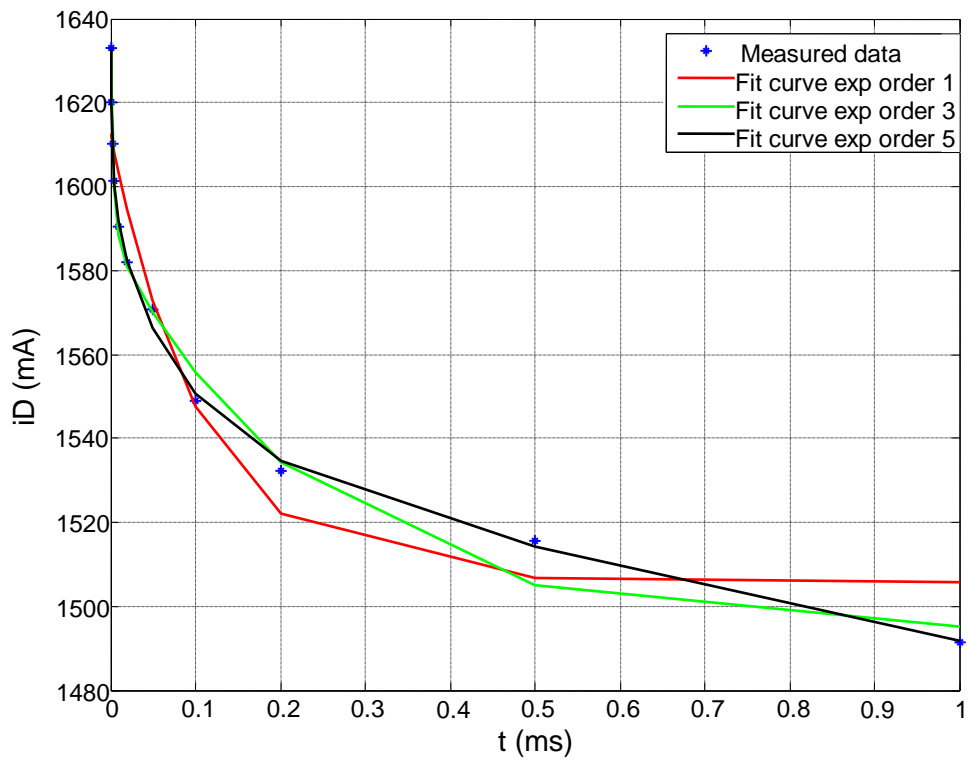
D'après les données t, I_{DS} et à l'aide de la fonction fitting de MATLAB on va l'utiliser pour l'ajustement du courant de drain mesuré pour le premier ordre. Après pour une précision plus élevée on utilise d'ordre supérieur.

Dans notre cas nous avons l'ajusté jusqu'à le cinquième ordre pour obtenir une très bonne optimisation.

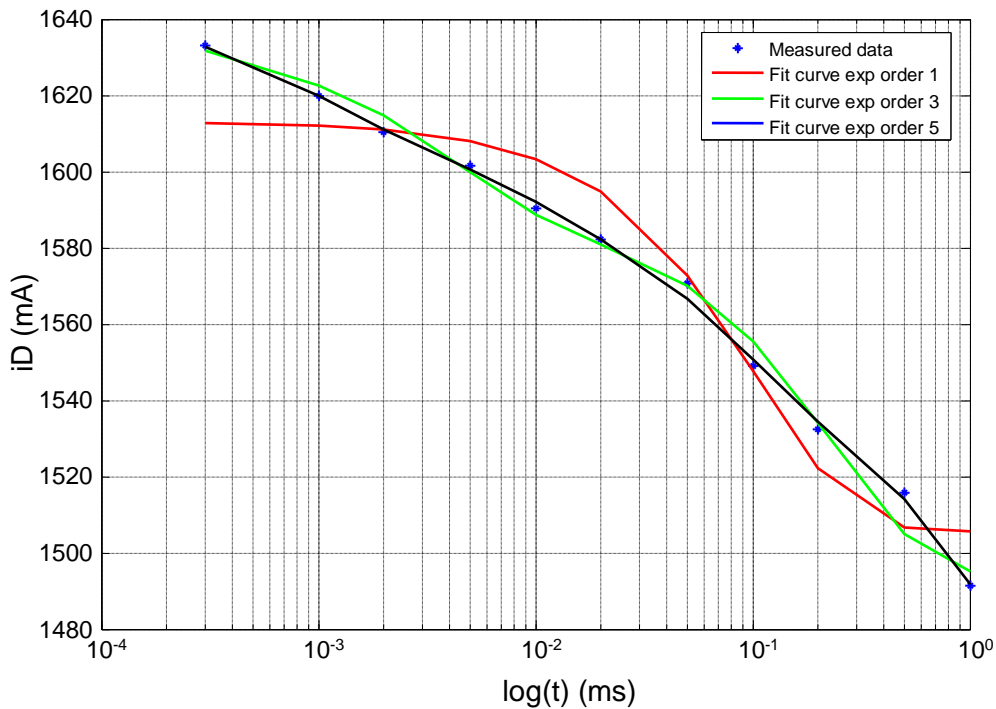
D'après le tableau de la fonction fitting 3.1 on remarque que le premier ordre du courant de drain transitoire mesuré donne une constante de temps thermique d'environ 106,6 μs .

Fit order \ $\tau_{th}(\mu s)$	τ_{th1}	τ_{th2}	τ_{th3}	τ_{th4}	τ_{th5}
Exp. Fit Order 1	106.6				
Exp. Fit Order 2	0.0039	0.2225			
Exp. Fit Order 3	0.0020	0.0741	1.3350		
Exp. Fit Order 5	0.00082022	0.0058	0.0834	0.0411	1.9054

Tableau 3.1 : Constantes de temps thermiques pour les HEMT AlGaIn/GaN de 3,2 mm sur SiC.



(a)



(b)

Figure 3.3 : Caractérisation de constante de temps thermique en fonction de l'ordre équivalent des circuits RC : (a) échelle de temps linéaire, (b) échelle de temps logarithmique.

Mesure du courant de drain transitoire (symboles), et ajustement de la courbe de la fonction exponentielle d'ordre 1, 3 et 5 (lignes continues) [Point de polarisation (V_{GS0}, V_{DS0}) = (-1V, 0V) et point d'impulsion (V_{GS}, V_{DS}) = (-1V, 8V)].

D'après les figures des ordres 1, 3,5 de la fonction fitting on remarque que plus on augmente l'ordre, le courant de drain simulé correspond mieux au courant de drain transitoire mesuré en fonction de la température.

3.5 Le circuit thermique RC

À partir des constantes de temps définies qu'on a obtenu à partir de la fonction fitting et le deuxième tableau de la résistance thermique il est possible de mettre un modèle thermique de circuit RC équivalent jusqu'à le 5^{eme} ordre pour une bonne précision de la température des canaux.

Les capacités thermiques équivalentes sont évaluées à partir des constantes de temps et les résistances thermiques par l'expression :

$$\tau_{th} = R_{th} \times C_{th}$$

$$C_{th} = \frac{\tau_{th}}{R_{th}}$$

Fit order \ R_{th}(Ohm)	R_{th1}	R_{th2}	R_{th3}	R_{th4}	R_{th5}
Exp. Fit Order 1	14				
Exp. Fit Order 3	2.7	4.2	7.1		
Exp. Fit Order 5	1.6	1.3	2.8	0.5	7.8

Table 3.2: Résistance thermique pour 3.2 mm AlGaIn/GaN HEMTs on SiC.

Fit order \ C _{th} (mF)	C _{th1}	C _{th2}	C _{th3}	C _{th4}	C _{th5}
Exp. Fit Order 1	7.6				
Exp. Fit Order 3	7.4074e-004	0.0176	0.188		
Exp. Fit Order 5	5.1264e-004	0.0045	0.0298	0.0822	0.2443

Table 3.3: Capacité thermique 3.2 mm AlGaN/GaN HEMTs on SiC.

Le modèle électrique qui représente le comportement thermique d'une succession de couches semi-conductrices est donné sous la forme suivante :

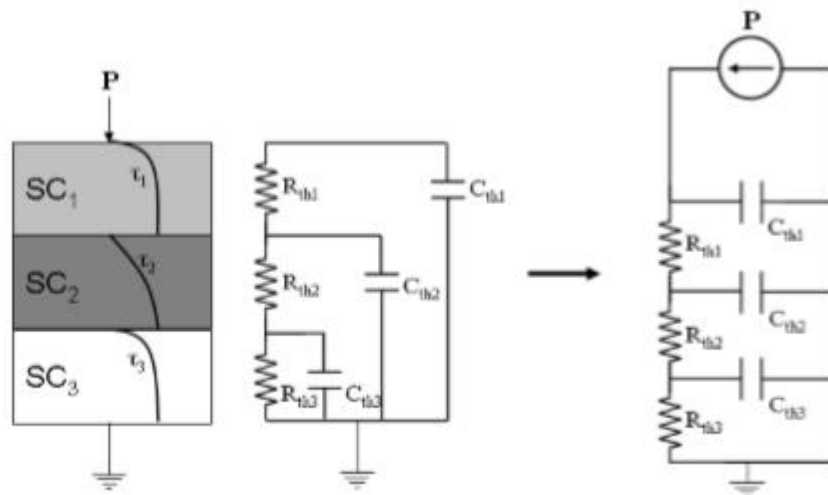


Figure 3.4 : Circuit Electrothermique équivalent pour un dispositif électronique.

Ce schéma équivalent peut être mis sous la forme de cellule RC en série. Cette architecture en cellule n'est pas une représentation physique du problème, néanmoins elle présente l'intérêt d'être extraite facilement car les éléments R_{th} et C_{th} sont donnés directement par les mesures réalisées précédemment.

La température du canal sera alors prise en compte dans les équations des éléments dépendant de la température dans le schéma équivalent du transistor.

3.6 Modélisation le courant de drain

Dans les sections suivantes, on discute des procédures qui décrivent la dérivation des fonctions $I(V)$ du modèle à grand signal à partir des mesures à courant continu pulsé et des constantes de temps des effets dispersifs extraites précédemment..

Un modèle précis de courant de drain dispersif (qui tient compte des effets de piégeage et d'auto-échauffement) peut être dérivé d'un ensemble de mesures $I(V)$ peut être exprimé comme

$$\begin{aligned}
 I_{ds}(V_{ds}, V_{gs}, V_{dso}, V_{gso}, P_{diss}) = & I_{ds,iso}^{DC}(V_{gs}, V_{ds}) \\
 & + \alpha_G(V_{gs}, V_{ds}) (V_{gs} - V_{gso}) \\
 & + \alpha_D(V_{gs}, V_{ds}) (V_{ds} - V_{dso}) \\
 & + \alpha_T(V_{gs}, V_{ds}) P_{diss}
 \end{aligned}$$

Où $I_{ds,iso}^{DC}$ le courant DC isotherme sans effet d'auto-échauffement. α_G et α_D modélisent les effets de dispersion dus aux effets de piégeage en surface et de piégeage tampon, respectivement. α_T donne l'effet de dispersion dû à l'effet d'auto-échauffement.

La dispersion du courant induit par le piège dépend du taux de changement dynamique des tensions intrinsèques appliquées V_{gs} et V_{ds} par rapport à leurs valeurs moyennes de V_{gso} et V_{Dso} . Par conséquent, la dispersion de courant est principalement stimulée par les composantes RF des tensions grille-source et drain-source [comme décrit par $(V_{gs}-V_{gso})$ et $(V_{DS}-V_{Dso})$]

La dispersion induite par d'auto-échauffement est causée par les composants statiques et dynamiques du courant de drain (dominés par les composants à basse fréquence). Par conséquent, P_{diss} est responsable de la dissipation de puissance intrinsèque statique et quasi statique.

Le modèle de courant de drain comporte quatre inconnues I , α_G , α_D et α_T . Pour déterminer ces inconnues, il devrait y avoir au moins un ensemble de quatre données d'entrée. Les données doivent être obtenues à partir de caractéristiques $I(V)$ pulsées

Le courant de référence $I_{ds0} = f(V_{gs}, V_{ds})$ est fonction des tensions instantanées aux bornes seulement ; Il s'agit des mesures du courant de drain $I(V)$ pulsé de la polarisation de repos de référence ($V_{gs0} = 0V, V_{ds0} = 0V$) .

Pour un point de tension intrinsèque pulsé donné (V_{gs}, V_{ds}), les courants de drain DC pulsés à partir de ce point de polarisation de référence sont plus importants que tout autre point de polarisation. Cette caractéristique I(V) est considérée comme sans dispersion, ce qui signifie qu'il n'y a pas d'effondrement du courant et que les tensions de coude sont minimales. Par conséquent, la caractéristique I(V) représente le plus grand potentiel du dispositif en fonctionnement RF

$f_{thermal} = f(P_{diss}, T_{ch})$ Canalisent les variations de courant dues à la dissipation de puissance des canaux et à la température.

Pour identifier les paramètres, f_{trapD} , f_{trapG} , f_T , une grande série de mesures est nécessaire

$$I_{DS}(V_{GS}, V_{DS}, V_{GS0}, V_{DS0}, T_{ch}) = I_{DS,iso}^{DC}(V_{GS}, V_{DS}) + f_G(V_{GS}, V_{DS}) [V_{GS} - V_{GS0}] + f_D(V_{GS}, V_{DS}) [V_{DS} - V_{DS0}] + f_T(V_{GS}, V_{DS}) [R_{th}(P_0 - P_0^*) + (T_{ch} - T_{ch}^*)]$$

, $I_{DS,iso}^{DC}(V_{GS}, V_{DS})$ est une caractéristique CC isotherme idéale correspondant à une température de canal de référence T_{ch}^* . Les fonctions f_G et f_D modélisent respectivement l'écart entre le courant statique et le courant dynamique de drain dû aux pièges.

La fonction d'effet thermique f_T tient compte des variations de la dissipation de puissance auto-chauffante (P_0) et de la température du boîtier (T_{ch}) du dispositif.

La résistance thermique R_{th} est la résistance thermique totale entre le canal et le boîtier.

Le changement de température du canal est présenté par l'effet d'auto-chauffage ($R_{th}(P_0 - P_0^*)$) et le changement de température du boîtier ($T_{ch} - T_{ch}^*$)

Une caractéristique plus importante de cette implémentation est que le modèle I(V) peut être obtenu pour des températures ambiantes constantes ou variables de cas. De plus, l'intégration d'un modèle thermique de plus haut ordre est possible pour une prédiction de puissance de sortie RF plus précise. Si les paramètres du modèle doivent être identifiés pour une température de boîtier fixe avec un modèle thermique de circuit à basse passe de premier ordre, une connaissance explicite de la résistance thermique de la structure du dispositif n'est pas nécessaire. Cette valeur peut être réduite à l'expression du courant de drain [2].

Dans ce cas en réécrivant l'expression du coefficient thermique comme $\alpha_T(V_{GS}, V_{DS}) = f_T(V_{GS}, V_{DS}) \cdot R_{th}$

La caractérisation de l'AlGaIn/GaN HEMT, traitée précédemment, a fourni les données d'entrée de la mesure IV pulsée nécessaires pour déterminer les différents coefficients de l'équation du courant de drain non linéaire. On obtient les paramètres d'ajustement du courant de drain non linéaire dépendant du biais I_{DC} , f_g , f_d et f_t .

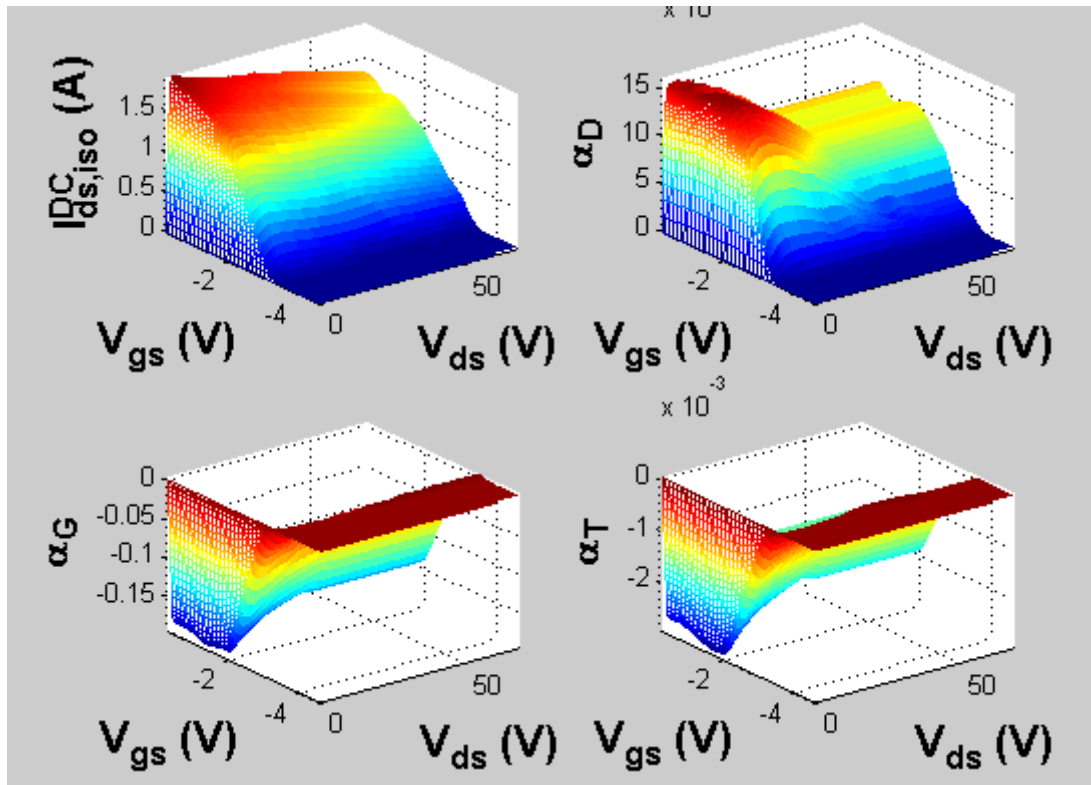


Figure 3.5 : montre les quatre paramètres d'ajustement des effets dispersifs extraits en fonction des tensions de polarisation intrinsèques, (V_{gs0} , V_{ds0}).

Elle montre des courbes lisses et une transition nette entre la région de pincement et les régions actives. Tous les paramètres sont nuls dans la région de pincement et à une tension de drain nulle, comme prévu.

Le courant de drain isotherme I_{DS} , comme le montre la figure 3.5, augmente à mesure que la tension de drain et/ou la tension de grille augmente.

Le coefficient de dispersion thermique f_t , a une forte diminution lorsque V_{gs} augmente il suit la tendance habituelle des dispositifs HEMT AlGaIn/GaN. Il augmente avec une augmentation du courant et de la tension de drain.

3.7 Implémentation HEMT ALGAN GAN sous ADS

Pour qu'on puisse utiliser notre transistor HEMT dans la conception des montages en hyperfréquence on implémente tous les paramètres indiqués sur les tableaux (tableau : 3.1, 3.2, 3.3) en utilisant le logiciel ADS2009 Agilent Technologie. Une fois qu'on implémente tous les paramètres sur ADS, on représente notre transistor HEMT sous forme d'une boîte noire.

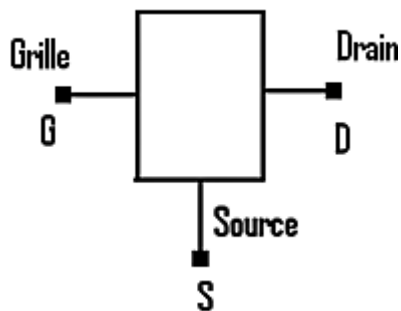


Figure 3.6. Synoptique de transistor HEMT sous ADS.

Pendant l'étape de simulation dans l'ADS, les tables de recherche (fichiers de données) sont accessibles à l'aide d'un lecteur de fichiers DAC (Data Access Components) polyvalent. En outre, la lecture, l'interpolation et l'extrapolation des paramètres des fichiers de données reposent sur les options sélectionnées par le DAC.

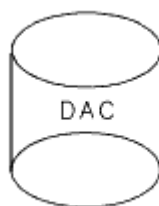
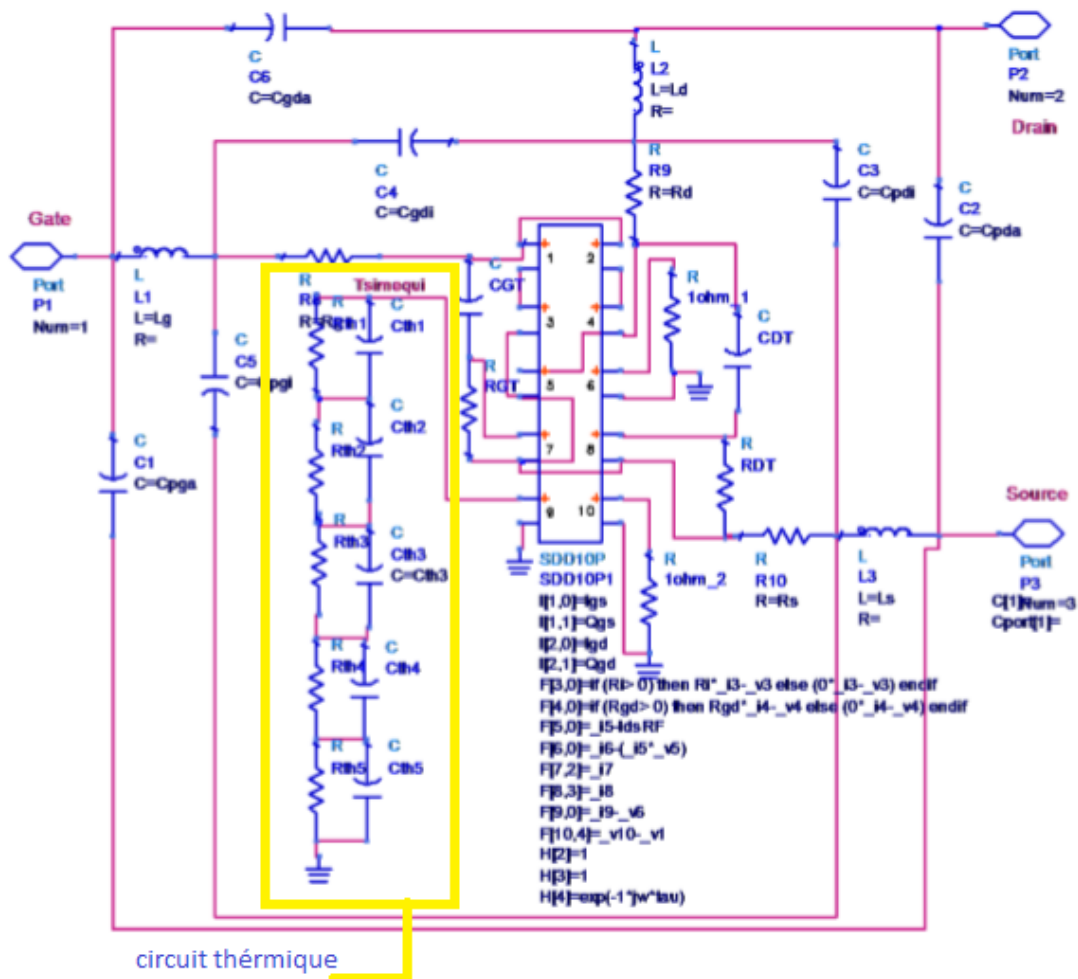


Figure 3.7. Symbole de composant d'accès aux données.

La variation de température équivalente du canal est déterminée par la tension au port 9 grâce à la représentation du réseau RC du modèle thermique. Cette variation de température est utilisée pour estimer l'effet dispersif thermique dans l'équation de drain.



(a)

Lire les paramètres du modèle I_{DS}

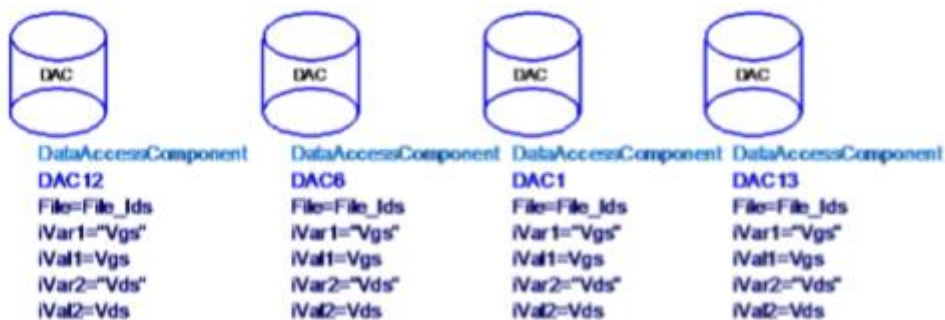


Figure 3.8. Implémentation du modèle HEMT GaN à grands signaux dans le logiciel ADS :
 (a) les éléments extrinsèques à grand signal regroupés et l'implémentation du dispositif intrinsèque défini symboliquement (SDD), y compris le sous-circuit thermique de 5e ordre.

(b) Échantillon de composant d'accès aux données (DAC).

3.8 Simulation et vérification des modèles de grands signaux

Le modèle à grands signaux basé sur des tableaux est vérifié par des paramètres S, des impulsions $I(V)$, des simulations monochromes à grands signaux et enfin des simulations bicolores à grands signaux par rapport à des mesures.

La vérification du modèle doit inclure les niveaux de puissance des petits et des grands signaux dans différentes conditions de polarisation. Pour attester la validité et la fiabilité de la procédure de modélisation des dispositifs à grand signal AlGaIn/GaN HEMT.

3.8.1 Modèle de vérification des paramètres S

Les simulations des paramètres S comparées aux mesures sont présentées à des points de biais distincts à différentes dissipations de puissance dans les figures 3.8 pour le modèle dispersif à grand signal.

Il est montré que le modèle à grand signal a reproduit le comportement du dispositif à petit signal. L'accorde entre la simulation et la mesure permet de vérifier la cohérence du modèle à grand signal avec le modèle à petit signal extrait.

Le gain S_{21} simulé pour les petits signaux correspond parfaitement aux mesures de tous les points de biais sélectionnés, ce qui reflète la fiabilité de la procédure améliorée d'extraction et de mise en œuvre du courant de drain.

Comme le gain simulé S_{21} est directement lié au courant de drain électrothermique à grand signal extrait par la caractérisation $I(V)$ pulsée et non par les paramètres S CW. De même, on constate la même précision dans le coefficient de réflexion d'entrée simulé S_{11} et le coefficient de transmission inverse S_{12} avec les mesures.

Cette précision permet de vérifier la cohérence de la procédure d'extraction des paramètres non linéaires.

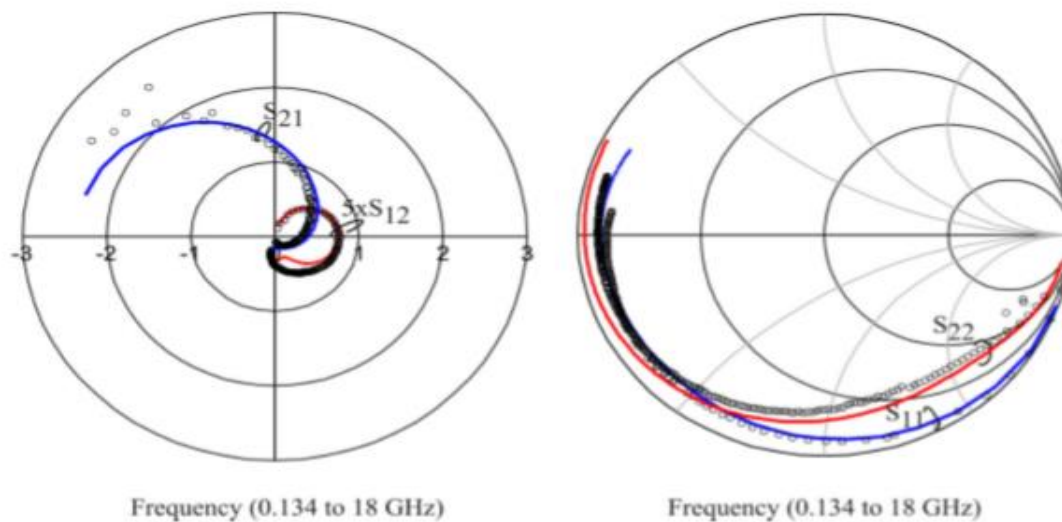


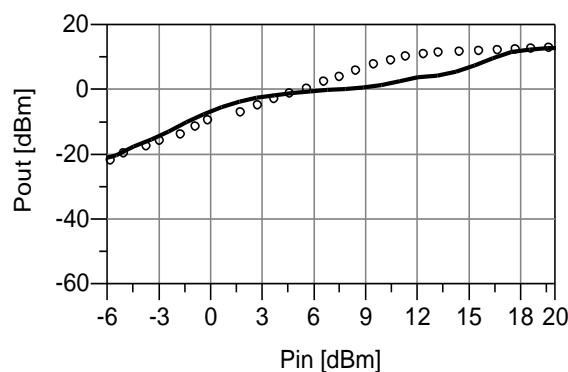
Figure 3.9. Vérification des paramètres S du modèle à grand signal de 3,2 mm (8 x 400 μm) AlGaN/GaN HEMT au point profond de la classe AB ($V_{GS0} = -3,4V$, $V_{DS0} = 45V$, $I_{DS0} = 25$ mA), (simulation : ligne solide, mesure (cercles)).

3.8.2 Vérification des grands signaux à tonalité unique

Un autre test de vérification des modèles pour les applications d'amplificateurs de forte puissance est le balayage de la puissance d'entrée des grands signaux monotones. Cela permet de prédire la réponse de la puissance de sortie de l'appareil pour le ton fondamental et les harmoniques supérieures.

Elle reflète directement l'écart entre la simulation et la mesure au point de compression de 1dB dans le fonctionnement des HPA à grand signal.

À cet égard, la figure 3.9 présente un échantillon d'essai de vérification monochrome pour un point de polarisation de classe A ($V_{GS0} = -2,7$ V, $V_{DS0} = 45$ V, $I_{DS0} = 300$ mA).



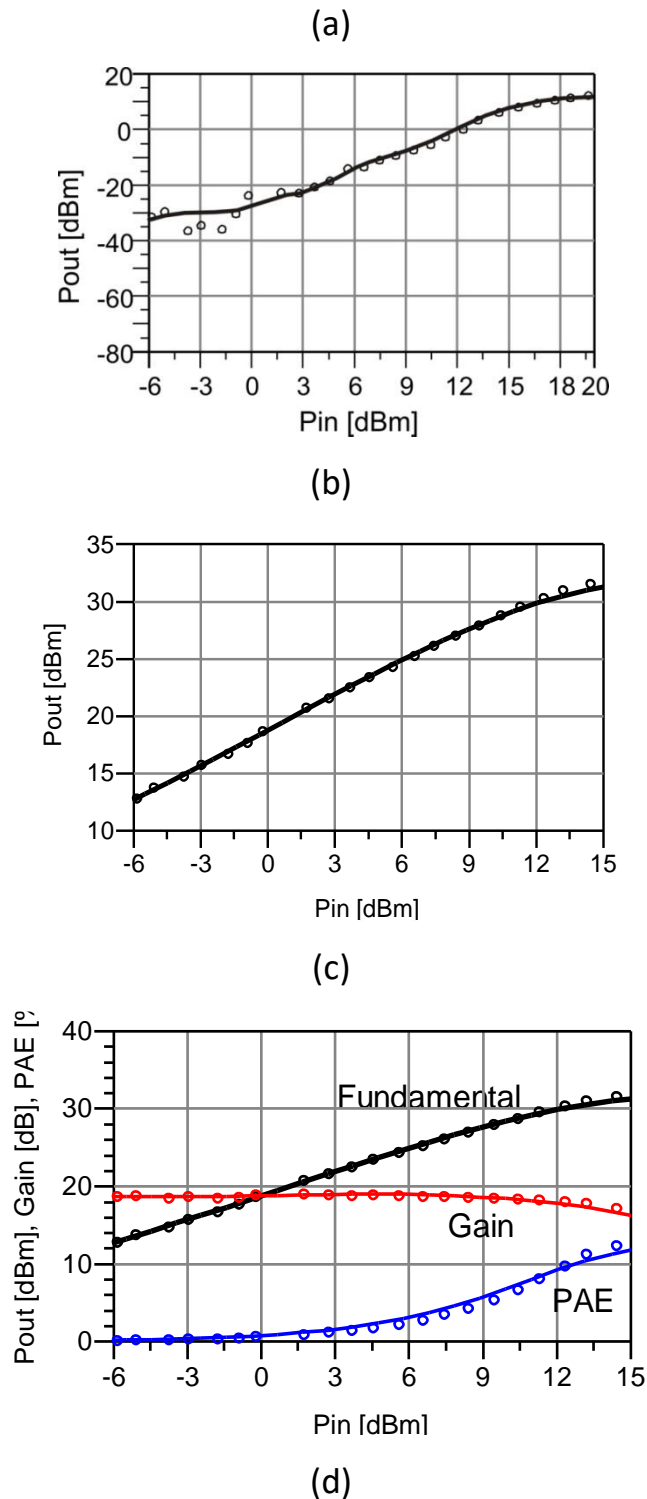


Figure 3.10 Simulations (lignes) et mesures (symboles) du balayage de puissance monotone au point de polarisation de classe A ($V_{GS0} = -2,7$ V, $V_{DS0} = 45$ V, $I_{DS0} = 300$ mA) à 2,14 GHz avec une source et une terminaison de charge 50Ω : (a) puissance de sortie de la tonalité fondamentale, (b) puissance de sortie de la 2e harmonique, (c) puissance de sortie de la 3e harmonique, (d) puissance de sortie fondamentale, gain et efficacité de la puissance ajoutée.

3.9 CONCLUSION

D'après les résultats obtenus nous avons compris que le courant fonctionne dans 3 différents régimes. En conséquence, le courant I_{ds} atteint un certain niveau de saturation pour une tension de commande donnée, appelée tension de seuil. Alors, il devient constant vis-à-vis de la tension drain source V_{ds} , c'est le régime de saturation.

Plus une forte élévation de température altère de façon importante la puissance dissipée et la résistance thermique ce qui réduit la mobilité des électrons et ainsi le courant. Ça veut dire : les performances des transistors du fait de la conductivité thermique des matériaux.

On retient aussi que l'accord entre la simulation et les mesures permet de vérifier la cohérence du modèle à grand signal avec le modèle de petit signal extrait.

IV. Conclusion générale

Nous avons présenté les principaux critères technologiques concernant les matériaux semi-conducteurs III-V et les potentialités du nitrure de gallium. Cette étude a permis de montrer le net avantage du GaN pour des applications de puissance haute fréquence. Cela est dû pour beaucoup à sa grande largeur de bande interdite, qui permet de polariser les composants à des tensions élevées et qui implique dans le cas des HEMTs, une bonne conductivité thermique ainsi qu'un champ de claquage élevé de fortes densités de porteurs et donc de courant.

Dans la première partie, le HEMT AlGaIn/GaN a été présenté. L'accent a été mis sur les avantages de ce composant par rapport à ses concurrents pour les applications visées telles que les amplificateurs de puissance utilisés dans les stations de base(BTS) pour les télécommunications

Le fonctionnement spécifique du transistor HEMT au travers de sa structure physique et du principe d'hétérojonction a été illustré pour la technologie AlGaIn/GaN. c'est à dire une jonction entre des matériaux ayant des bandes d'énergie différentes, de manière à faire passer les électrons constituant le courant drain-source dans un semi-conducteur non-dopé, afin de diminuer le temps de transit et donc augmenter les performances en fréquence. La vitesse des électrons est en effet d'autant plus grande que le dopage du semi-conducteur est faible, car la dispersion d'impuretés ionisées est réduite. Dans le cas des applications micro-ondes de puissance, les transistors grand gap et tout particulièrement les transistors HEMTs GaN semblent être les meilleurs candidats, car ils combinent à la fois des performances remarquables de puissance et de fréquence. Cependant, ces transistors issus d'une technologie récente possèdent encore quelques défauts limitant leurs performances.

Le but de la modélisation est d'élaborer, pour chaque dispositif, un équivalent mathématique pour l'utiliser directement par le simulateur de circuit, dans cette optique, L'objet de notre étude était la modélisation thermique, et l'étude d'extraction en régime petit-signal

Nous avons simulé les caractéristique courant-tension I-V des transistors HEMT à base d'AlGaIn/GaN. Nous avons remarqué dans la première partie, que l'augmentation de la

température conduit à une dégradation des propriétés de transport qui est dominés par la diffusion avec les phonons. Dans la deuxième partie, la décroissance de la mobilité des électrons issue de l'effet thermique influe sur les caractéristiques électriques qui se traduisent par une chute courant de drain I_{ds} .

La température ambiante et l'auto-échauffement du transistor se traduit par une puissance électrique dissipée due à l'effet Joule dépendant de la classe de fonctionnement et des performances RF

La température maximale de jonction, dépendant du type de matériau précisément de sa conductivité thermique utilisé et de la technologie de réalisation Cette température maximale de jonction reste une donnée importante puisque c'est elle qui permet d'estimer le niveau de refroidissement nécessaire au bon fonctionnement du composant

La compréhension le phénomène de température est nécessaire pour décrire les limites d'utilisation

Le modèle développé de grande puissance a commencé à donner des simulations de puissance de sortie RF comparables à des mesures DC pulsées

La température du canal de transistor AlGaN/GaN HEMT est obtenue à partir du modèle thermique par le calcul de la dissipation de puissance

V. Bibliographie :

- [1] H. Mathieu « Physique des semi-conducteurs et des composants électriques », Édition Masson, Paris 1996.
- [2] Sandra, De Meyer. 2005. « Étude d'une nouvelle filière de composants HEMTs sur technologie nitrure de gallium, conception d'une architecture flip-chip d'amplificateur distribué de puissance à très large bande ». Thèse de doctorat, Université de Limoges.
- [3] C. CHARBONNIAUD, "Caractérisation et modélisation électrothermique non-linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l'amplification de puissance micro-onde" Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2005.
- [4] Tirée de BOUSBIA (2006)
- [5] D. Delagebeaudeuf, P. Delescluse, P. Etienne, M. Laviron, J. Chaplart, Nguyen T. Linh, « Two dimensionnal electron gas MESFET structure», Electronics Letters, Vol. 16, No 17, Août 1980. DOI: 10.1049/el: 19800473.
- [6] T. Mimura ; S. Hiyamizu ; T. Fujii ; K. Nanbu, «A new field-effect transistor with selectively doped GaAs/n-AlxGa1-xAs heterojunctions», Japanese Journal of Applied Physics, Vol. 19, No 5, Mai 1980, p L225 à L227. DOI: 10.1143/JJAP.19.L225.
- [7] Y. F. Wu; B.P. Keller; S. Keller, D. Kapolnek; S. P. Denbaars, U. K. Mishra, «Measured microwave power performance of AlGaIn/GaN MODFET», IEEE Electron Device Lett., Vol. 17, pp. 455-457, 1996
- [8] S. T. Sheppard; K. Doverspike; W. L. Pribble et al., «High power microwave AlGaIn/GaN HEMTs on semi-insulating silicon carbide substrates», IEEE Electron Device Lett., Vol. 20, pp. 161-163, April 1999
- [9] Tirée de CHARBONNIAUD (2005)
- [10] Y. F. Wu, A. Saxler, M. Moore, P. Smith, S. Sheppard, P. M. Chavarkar, T. Wisleder, U.K. Mishra, and P. Parikh, "30-W/mm GaN HEMTs by field plate optimization".
- [11] S. De Mayer « Etude d'une nouvelle filière de composants HEMTs sur technologie nitrure de gallium. Conception d'une architecture flip-chip d'amplificateur distribué de puissance à très large bande », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2005.
- [12] B. Benbakhti, "Analyse physique et thermique de transistors à effet de champ de la filière GaN : optimisation de structures pour l'amplification de puissance hyperfréquence», Thèse de Doctorat, Université de Lille, Dec. 2006.

- [13]** G.Le. Coustre «Contribution au développement d'une filière de transistor de forte puissance à base de technologie HEMT GaN pour application télécoms et Radar» thèse, Université de Lille 2009
- [14]** L. Shen. Advanced Polarization-Based Design of AlGaIn/GaN HEMTs. ICNF 5th Conférence. Japan, Mai 2003.
- [15]** J. Y. Duboz «GaN as seen by the industry», Acad. Sci. Paris, t. 1, Série IV (2000), p. 71-80.
- [16]** Warren C. Johnson, James B. Parsons, and M. C. Crew, Nitrogen compounds of gallium III. J. Phys. Chem., 36, 2651 (1932).
- [17]** J. I. Pankove, E. A. Miller, and J. E. Berkeyhe, GaN electroluminescent diodes RCA Review, 32, 383, (1971).
- [18]** Tirée de Guyonnet (2005, p. 33)
- [19]** Tirée de Guyonnet (2005, p. 33)
- [20]** (Lovelace, 2005)
- [21]** Tirée de De Meyer (2005, p. 35)
- [22]** Tiré de Charbonniaud (2005, p. 144)
- [23]** (Larique , 1998)
- [24]** (Crupi, 2006)
- [25]** Tirée de Giovanni Crupi,(2006, p.1154)
- [26]** Telliez "Contribution à la modélisation non linéaire de TEC en GaAs, application à la conception d'un amplificateur arborescent 1W bande C en technologie monolithique"
Thèse de doctorat, Spécialité : Electronique, Université des sciences et techniques de Lille Flandres Artois, Décembre 1991
- [27]** V. Magnin "Contribution à l'étude et à l'optimisation de composants optoélectroniques"
Thèse de doctorat, Spécialité : Electronique, Université des sciences et technologies de Lille, Octobre 1998
- [28]** W. Shockley "A unipolar Field-Effect Transistor" Proc.IRE, Vol. 40, November 1952, pp. 1365-1376
- [29]** R.A. Pucel, H.A. Haus, H. Statz "Signal and noise properties of gallium arsenide microwave Field Effect Transistors" Advances in Electronics and Electron Physics, L MARTON Ed., Vol. 38, NY, Academic 1975, pp. 195-265

- [30]** R. Castagné, J.P. Duchemin, M. Gloanec, C. Rumelhard "Circuits intégrés en Arséniure de Gallium : Physique, technologie et règle de conception" Collection technique et scientifique des télécommunications, MASSON, 1989
- [31]** D.P. Kennedy, R.R. O'Brien "Computer aided two-dimensional analysis of the junction Field-Effect Transistor" IBM J.RES.DEVELOP., March 1970, pp. 95-116
- [32]** Tiré de SOUBERCAZE (2007)
- [33]** Tirée de BOUSBIA (2006)
- [34]** R. Dingle ; H.L. Stormer ; A.C. Gossard ; and W. Wiegmann « Electron Mobilités in modulation-doped semi-conducteurs hétérojonction superlattices» Applied Physics Letters, vol. 33, no. 7, pp. 665–667, 1978.
- [35]** Tong, X.C, "Advanced Materials for Thermal Management of electronic Packaging", 2010, Springer.
- [36]** Manju K. Chattopadhyaya and Sanjiv Tokekar. "Thermal model for dc characteristics of AlGaIn/GaN hemts including self-heating effect and non-linear polarization". Microelectronics Journal, 39:1181 1188, 2008. DOI: 10.1016/j.mejo.2008.01.043
- [37]** J. Kim, .A. Freitas Jr., J. Mittereder, R. Fitch, B.S. Kang, S.J. Pearton, and F. Ren. "Effective temperature measurements of AlGaIn/GaN-based HEMT under various load lines using micro-Raman technique". Solid State Electronics, 50:408 411, 2006. DOI: 10.1016/j.sse.2005.11.009
- [38]** O. Jardel. "Contribution à la Modélisation des Transistors pour Amplification de Puissance aux Fréquences Micro-ondes et Développement un nouveau Modèle Electrothermique de HEMT AlGaIn/GaN incluant les effets de pièges". Université de Limoge, 2008.
- [39]** C. Charbonniaud. "Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors effet de champ GaN pour amplification de puissance micro-onde", Université de Limoge, 2005.
- [40]** A. Bejan, "Heat transfer", John Wiley & Sons, Inc, 1993.