

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Saad Dahleb – Blida 01  
Faculté des Sciences et de la technologie  
Département : Génie Electrique  
Spécialité : Systèmes des Télécommunication  
Réf : /2020



جامعة سعد دحلب – البلدة 1  
كلية العلوم و التكنولوجيا  
قسم: الهندسة الكهربائية  
تخصص: اتصالات السلكية و اللاسلكية  
المرجع: 2020/

Mémoire présentée en vue de l'obtention  
Du diplôme de

**Master LMD en Télécommunication**

Spécialité : Systèmes des télécommunications

# Contribution a l'amélioration de la linéarité dans les modèles grands signales

Présentée par :

**RAHMOUN Mohamed Abdelkader**

**MAHI Mohamed Amine**

Mémoire dirigée par Dr. Samir DAHMANI

Soutenue publiquement le 26/10/2020

**Devant le jury composé de :**

Président : Dr. **Hocine AIT SAADI**

Prof. A l'Université de Blida

Examineur : Pr. **Mountassar MAAMOUN**

Prof. A l'Université de Blida

عن أبي هريرة رضي الله عنه قال: سمعت رسول الله صلى الله عليه وسلم يقول  
(ألا إن الدنيا ملعونة، ملعون ما فيها، إلا ذكر الله، وما والاه، وعالم أو متعلم)  
رواه الترمذي

# Remerciement

*On remercie dieu le tout puissant de nous avoir donné la santé et la volonté d'entamer et de terminer ce mémoire.*

*Tout d'abord ce travail ne serait pas aussi riche et n'aurait pas pu avoir le jour sans l'aide et l'encadrement de **Mr. Samir DAHMANI** on le remercie pour la qualité de son encadrement, pour sa patience, sa rigueur et sa disponibilité durant notre préparation de ce mémoire.*

*Mes vifs remerciements à Messieurs **M.MAAMOUN** et **H.AIT SAADI** pour avoir accepté de juger la qualité de ce travail*

*Nos remerciement s'adresse également à tout nos professeurs pour leur générosités et la grande patience dont ils ont su faire preuve malgré leurs charges académiques et professionnelles*

### ملخص

إن تطور أجهزة التواصل اللاسلكي تحفز على تطوير الأجهزة المتوفرة أو البحث عن تكنولوجيات جديدة التي تتيح لنا سرعة أكثر و لمسافات أطول . ولهاذ يجب على مكونات الأجهزة إن تكون تسمح لنا بالعمل في ترددات و قوات عالية . حاليا تكنولوجية نيتريد هي التقنيات الواعدة لصنع مكونات الكترونية ذات قوة حركية الكترونية عالية لهذا تشغل هذه التقنيات حاليا مساحة كبيرة في مجال تطوير التكنولوجي الجديد . الغرض من هذه المذكرة هو دراسة مختلف خصائص الشبه ناقل نيتريد الغاليوم و ملاحظة أخطائه و الفخاخ الموجودة بداخل تركيبته. ثم قمنا بتصميم هيكل الكتروني غير خطي و همي بواسطة برنامج نظام التصميم المتقدم للشبه ناقل ذا إمكانية نقل عالية و اخذ بعين الاعتبار المشاكل الفيزيائية و الحقيقية.

**كلمات مفتاحيه :** تكنولوجية النيتريد , شبه ناقل نيتريد الغاليوم , هيكل الكتروني غير خطي , برنامج التصميم المتقدم , شبه ناقل ذا إمكانية نقل عالية .

### Résumé

Le développement des systèmes de télécommunications motive la mise au point des systèmes de transmissions qui permettent des débits plus élevés sur des grandes distance. De ce fait les transistors utilisés dans ces systèmes doivent fonctionner à des fréquences et des puissances plus élevées. La technologie des nitrures est actuellement la plus prometteuse pour la fabrication des dispositifs électriques à haute mobilité l'électronique de puissance comme moyen de contrôle de l'énergie prend une place très importante dans les technologies modernes.

L'objectif de ce projet est d'étudier les différentes propriétés du semi-conducteur Nitrure de Gallium (GaN) et analyser les défauts et les pièges présents dans la structure. Puis, on a décrit une modélisation électrique non linéaire du transistor HEMT à l'aide du logiciel ADS en tenant compte des effets physiques et real.

**Mots clé :** la technologie niture, transistor GaN, modalisation électronique non linéaire, ADS, HEMT.

### Abstract

The development of telecommunications systems is driving the development of transmission systems that allow higher data rates over long distances. As a result, the transistors used in these systems must operate at higher frequencies and powers. Nitride technology is currently the most promising technology for the manufacture of high mobility electrical devices. Power electronics as a means of controlling energy takes a very important place in modern technologies.

The objective of this project is to study the different properties of the Gallium Nitride (GaN) semiconductor and analyze the defects and traps present in the structure. Then, a non-linear electrical modeling of the HEMT transistor was described using ADS software taking into account the physical and real effects.

**Keywords:** nitride technology, GaN transistor, nonlinear electronic modalisation, ADS, HEMT.

## Liste des abréviations

Si	Silicium
GaAs	Arséniure de gallium
PAE	Power Added Efficiency
HEMT	High Electron Mobility Transistor
GaN	Nitride de Gallium
MESFET	METal Semi-conductor Field Effect Transistor
MODFET	Modulation Doped Field Effect Transistor
TEGFET	Two-dimensional Electron Gaz Field Effect Transistor
HFET	Hétérojonction Field Effect Transistor
AlGaN	Alliage nitride gallium aluminium
Al	Aluminium
N	Azote
2 DEG	Gaz bidimensionnel d'électrons
MAX	Maximum
AC	Courant Alternatif
DC	Courant continu
FET	Field Effect Transistor
Ga	Gallium
ADS	Advanced Design System
RF	Radio Fréquences
MMIC	Monolithic microwave integrated circuit
CAO	Conception Assistée par Ordinateur
3D	3 dimension

### Liste des symboles

$C_P$	La Chaleur spécifique	K
$T_D$	Température de Debye	K
$k$	Constante de BOLTZMANN ( $k=1.38*10^{23}$ Jk	$J.K^{-1}$
$R_{th}$	Résistance thermique	$W.K^{-1}$
$P_{diss}$	Puissance dissipée	W
$V_{GS}$	Différence de potentiel grille-source	V
$V_{DS}$	Différence de potentiel drain-source	V
$I_{DS}$	Courant drain-source	A
$V_{seuil}$		V
$V_P$	Tension de pincement	V
$E_C$	Niveau de conduction	eV
$E_F$	Niveaux de Fermi	eV
$V_C$	Tension de coude	V
$G_M$	Transconductance	$s(\Omega^{-1})$
$F_T$	Fréquence de transition	Hz
$G_D$	Conductance de sortie	$s(\Omega^{-1})$
$C_{GS}$	Capacité grille-source	F
$C_{GD}$	Capacité grille-drain	F
$L_G$	Inductance d'accès grille	H
$L_S$	Inductance d'accès source	H
$L_D$	Inductance d'accès du drain	H
$C_{pg}$	Capacité de plots de la grille	F
$C_{pd}$	Capacité de plots du drain	F
$R_d$	Resistance d'accès de drain	$\Omega$
$R_g$	Resistance d'accès de la grille	$\Omega$

## Liste des symboles

---

$R_s$	Resistance d'accès de la source	$\Omega$
$P_{OUT}$	Puissance délivrée a la charge	dBm
$P_{in}$	Puissance absorbée par le composant	dBm
PAE	Rendement en puissance ajoutée du transistor	%
$\gamma_G$	Coefficient de variation des pièges de surface	
$\gamma_D$	Coefficient de variation des pièges d'interne	
$\gamma_T$	Coefficient de variation de la température	

## Table des matières

ملخص

Résumé

Abstract

Liste des abréviations

Liste des symboles

Table des matières

Liste des Figures

Liste des tableaux

Introduction générale.....1

## Chapitre I : la technologie HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>

I.Introduction.....2

II. Historique .....2

III. HEMT à base de nitrure de gallium.....2

III.1.Pourquoi le nitrure de gallium (Ga<sub>N</sub>).....3

III.1.1. Propriétés de nitrure de Gallium.....4

III.1.1.1. Propriétés cristallines.....4

III.1.1.1.a Structure de type wurtzite.....4

III.1.1.1.b. Structure cubique ou Zinc Blende .....5

III.1.1.2. Propriétés électroniques et électrique.....5

III.1.1.2.a. La polarisation spontanée.....5

III.1.1.2.b. La polarisation piézoélectrique.....5

III.1.1.3.Propriétés optiques.....6

III.1.1.4.Propriétés thermiques.....6

III.1.1.4.1.Dilatation thermiques.....6

III.1.1.4.2.La Chaleur spécifique.....7



III.1.1.4.3.Température de Debye.....	7
III.1.1.4.4.Conductivité thermique .....	7
III.2.Caractéristiques fonctionnelles et structurales du HEMT.....	8
III.2.1.caractéristiques fonctionnelles .....	8
III.2.2.Principe de formation du canal (2 DEG).....	9
III.2.3.Caractéristiques structurales.....	10
III.2.4.Caractéristiques électriques des transistors HEMTs.....	12
III.2.4.1.Le courant de drain-source.....	13
III.2.4.2.La transconductance $G_M$ .....	13
III.2.4.3.La conductance de sortie $G_D$ .....	14
III.2.4.4.La capacité grille-source.....	15
III.2.4.5.La Capacité grille-drain ( $C_{GD}$ ).....	15
III.2.4.6.La capacité drain-source.....	15
III.2.4.7.Les résistances et les éléments parasites d'accès.....	15
III.2.4.8.La fréquence de transition et la fréquence maximale d'oscillation.....	15
IV. Limitations actuelles.....	17
IV.1.Effets Thermiques.....	17
IV.2.Effets Pièges .....	18
IV.2.1.Self back-gating.....	18
IV.2.2.Gate-lag.....	19
V. Conclusion .....	20

## Chapitre II : Modélisation linéaire et non-linéaire

I. Introduction.....	22
II.Motivation.....	22
III.Modélisation.....	23
IV. Topologie de modélisation .....	23
IV.1.Modélisation physique .....	24

IV.2.Modélisation phénoménologique.....	24
IV.2.Modélisation à base de données expérimentales.....	25
IV.2.Modélisation distribuée.....	25
V.Modélisation linéaire des transistors HEMT.....	26
V.1.Schéma équivalent linéaire.....	26
V.2. Les éléments extrinsèques.....	27
V..3. Les éléments intrinsèques.....	28
V.4. Extraction des éléments du schéma équivalent.....	28
VI. Modélisation Non-linéaire des transistors HEMT.....	29
VI.1. Mesure I-V impulsionnelle.....	29
VI.2. Sources de non-linéarité.....	30
VI.2.a. Transconductance non linéaire (gm).....	30
VI.2.b. Capacités non linéaires (Cgs, Cgd et Cds).....	30
VI.2.c. Les gds non linéaires.....	31
VI.3. Modèles de grands signaux existants.....	31
VII. Conclusion.....	33

## Chapitre III : Modélisation non-linéaire de la source de courant $I_{DS}$

I. Introduction.....	35
II. Généralité sur ADS.....	35
III. Organigramme générale d'une modalisation transistor .....	36
IV. Schéma équivalent petit signal .....	37
IV.1. Les valeurs extraites des éléments extrinsèques .....	37
V. Modélisation non-linéaire du sources de courant Ids.....	37
V.1. partie extrinsèque.....	38
V.2. partie intrinsèques .....	38
VI. Amélioration de la modélisation du sources de courant Ids .....	39

VII. Etude comparative entre les resultats obtenu et les resultats du modele adopte .....	41
IIIX. Extraction des coefficients des éléments intrinsèques.....	42
IX. Implémentation du modèle non linéaire large signale dans ADS.....	43
X. Conclusion .....	45
Conclusion générale .....	47

## Liste des figures

<b>Figure I.1.</b> structure basique d'un HEMT de type AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> .....	3
<b>Figure I.2.</b> comparaison des performances puissances fréquences pour différents matériaux.....	3
<b>Figure I.3.</b> Cristallisation en phase wurtzite de composés III-N.....	4
<b>Figure I.4.</b> Structures cristallines Wurtzite du Ga <sub>N</sub> .....	4
<b>Figure I. 5.</b> Distribution des électrons de la bande de valence d'un atome Ga <sub>N</sub> .....	5
<b>Figure I.6.</b> Conductivités thermiques de Ga <sub>N</sub> et d'autres composés importants.....	8
<b>Figure I.7.</b> (a)Schéma d'une coupe verticale d'un transistor HEMT non polarisé, (b) Caractéristiques de sortie du transistor en régime statique, (c) Schéma illustrant l'évolution des charges lorsque le transistor est polarisé.....	9
<b>Figure I.8.</b> Niveaux d'énergie des matériaux mis en jeu dans l'hétérojonction.....	9
<b>Figure I.9.</b> Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée nulle.....	10
<b>Figure I.10.</b> Structure physique de base d'un HEMT.....	11
<b>Figure I.11.</b> Représentation schématique des éléments électriques d'un transistor HEMT AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> .....	12
<b>Figure I.12.</b> Représentation type de la caractéristique de sortie $I_{DS}(V_{DS})$ d'un transistor HEMT .....	13
<b>Figure I.13.</b> Evolution type de la caractéristique de transfert du transistor.....	14
<b>Figure I.14.</b> Droite de charge optimale pour l'obtention du maximum de puissance de sortie.....	16
<b>Figure I.15.</b> Comparaisons de simulations en puissance d'un transistor Ga <sub>N</sub> pour deux températures de socles différentes ( $f_0=8\text{GHz}$ ).....	17
<b>Figure I.16.</b> Influence de la capture des électrons par des pièges de substrat.....	18
<b>Figure I.17.</b> Influence de l'émission d'électrons par des pièges de substrat.....	19
<b>Figure I.18.</b> Mise en évidence du phénomène de « gate-lag ».....	19
<b>Figure I.19.</b> Effets d'un pincement léger (a) et profond (b) sur la zone désertée.....	20
<b>Figure II.1.</b> Les étapes de la modélisation.....	23
<b>Figure II.2.</b> Procédure de modélisation distribuée.....	26
<b>Figure II.3.</b> Représentation du transistor en modélisation petit signal.....	27
<b>Figure II.4.</b> Schéma équivalent en régime linéaire d'un transistor HEMT.....	27

**Figure II.5.** Algorithme d'extraction de la matrice des paramètres extrinsèques du schéma équivalent signal d'un transistor.....29

**Figure III.1.** Schéma équivalent petit signal .....37

**Figure III.2.** Figure 3D et 2D du courant d'entre  $I_{DS} (V_{DS}, V_{GS})$ .....38

**Figure III.3.** Simulation  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  a la partie interieure.....38

**Figure III.4.** Courant  $I_{ds} (V_{gs}, V_{ds})$  apres l'application de mesh.....39

**Figure III.5.** Le courant  $I_{ds}$  apres l'amélioration.....40

**Figure III.6.** Le courant  $I_{ds}$  apres l'amélioration et l'application de la mesh .....41

**Figure III.7.** (a) le courant  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  du modèle 22 éléments, (b) le courant  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  de la méthode utilisé.....41

**Figure III.8.** Extraction des paramètres d'ajustement du modèle de courant de drain dispersif dépendant du biais : (a) courant de drain isotherme  $I_{ds,iso}^{DC} (v_{GS}, v_{DS})$ , (b) paramètre de piégeage tampon  $f_D (v_{GS}, v_{DS})$ , (c) paramètre de piégeage en surface  $f_G (v_{GS}, v_{DS})$  et (d) paramètre thermique  $f_T (v_{GS}, v_{DS})$ .....42

**Figure III.9.** Implémentation du modèle HEMT GaN à grands signaux dans le logiciel ADS® : (a) mise en œuvre d'éléments extrinsèques regroupés à grand signal et de dispositifs intrinsèques définis symboliquement (SDD), y compris le sous-circuit thermique du 5e ordre. (b) Échantillon de composant d'accès aux données (DAC).....43

## Liste des tableaux

<b>Tableau I.1.</b> Propriétés physiques et électriques des semi-conducteurs à 300K .....	6
<b>Tableau I.2.</b> Coefficients de dilatation thermique de GaN et divers substrats.....	7
<b>Tableau II.1.</b> Comparaison entre les différents modèles de modélisation.....	32
<b>Tableau III.1.</b> Les valeurs extraites des paramètres optimisés des éléments extrinsèques du transistor.....	37

# Introduction Générale

## Introduction générale

**D**epuis trois décennies, le champ des applications de la télécommunication à haute débits ne cesse de s'accroître, s'accompagnant d'une augmentation des fréquences de travail. Initialement, les applications hyperfréquence étaient destinées aux domaines spatial et militaire (radars, communication, guerre électronique, munitions intelligentes, ect..). Ces systèmes ont gagné désormais de nombreux marchés civils, dont les plus répandus sont les communications sans fil (GSM, 3G, WiMax), l'électronique embarquée à destination de l'automobile (GPS, radars anti-collision, ect..) et l'aéronautique. Ces applications nécessitent souvent des composants discrets et de puissance pouvant fonctionner à des fréquences élevées. Il s'agit des composants hyperfréquences performants pour des systèmes d'émission réception.

Les potentialités des transistors à effet de champ à grande mobilité électronique HEMTs à base de l'hétérostructure AlGaIn/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 un gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG) à l'interface avec une concentration de l'ordre  $10^{13} \text{ cm}^{-2}$  sans dopage intentionnel.

Pour étudier les propriétés et prévoir les performances du composant, il est nécessaire d'avoir un modèle physique de simulation permettant de décrire d'une part, le plus précisément possible les phénomènes physiques existant dans la structure et une meilleure compréhension du fonctionnement du composant. D'autre part, il doit permettre une étude sur l'influence de certains paramètres technologiques et des contraintes en surface afin d'améliorer les performances du composant et ceci à moindre coût.



**Chapitre I :**  
**La technologie HEMT AlGaN/GaN**

### I. Introduction

Pendant les deux dernières décennies, les composants à grande bande interdite ont suscité un grand intérêt pour répondre aux exigences croissantes des applications de forte puissance, et fonctionnant aux hautes fréquences. En effet, les technologies conventionnelles **Si** et **GaAs** ne permettent de réaliser certains modules de puissance qu'au détriment d'une consommation DC et d'une dimension de module rédhitoires en terme de rendement en puissance ajoutée (**Power Added Efficiency, PAE**) ; voire ne peuvent satisfaire certains niveaux de performances indépendamment de problèmes d'architectures (nombre d'étages et de transistors en parallèle), ou de gestion thermique (température de jonction du composant, circuits de refroidissement du système, ...). Les technologies **HEMT (Nitrure de Gallium (GaN))** viennent combler certains manques pour la forte puissance à fréquence élevée, jusqu'à venir concurrencer certains modules de pré-amplification généralement réalisés avec les technologies des tubes.

### II. Historique

Les premiers transistors HEMT (High Electron Mobility Transistor) sont apparus en 1980 au sein de deux laboratoires, par **Thomson** en France et par **Fujitsu** au Japon. En 1985, le HEMT est présenté comme un composant micro-onde unique ayant les plus faibles caractéristiques en bruit au monde. 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, le HEMT sera 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 a pris le pas sur ce dernier depuis le début des années 1990. 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 [1].

### III. HEMT à base de nitrure de gallium

Le transistor à haute mobilité électronique (HEMT) appelé également MODFET (Modulation Doped Field Effect Transistor), TEGFET (Two-dimensional Electron Gaz Field Effect Transistor) ou encore HFET (Hétérojonction Field Effect Transistor) [2], est un transistor à effet de champ. Il s'agit de commander le courant circulant dans un semi-conducteur nommé canal, entre deux contacts ohmiques (source et drain). Ce contrôle s'effectue via une troisième électrode : la grille. La polarisation de la grille induit un champ électrique qui crée une zone de désertion, modifiant ainsi la section conductrice du canal (voir Figure 1). La modulation de la tension de grille entraîne la modulation du courant entre la source et le drain  $I_{DS}$  : c'est l'effet transistor à effet de champ [3].

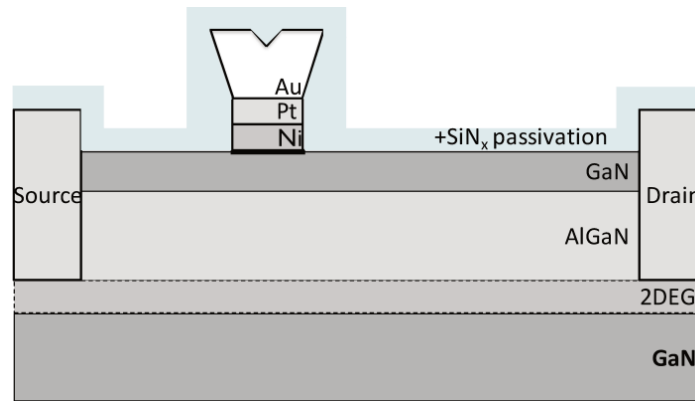


Figure I.1. structure basique d'un HEMT de type AlGaIn/GaN

### III.1. Pourquoi le nitrure de gallium (GaN)

Les transistors HEMT en Nitrure de Gallium possèdent de nombreux avantages. Très utilisé dans le domaine de télécommunications. Le HEMT GaN est très apprécié pour ses propriétés semi-conductrices intéressantes. En effet, Ce matériau présente une énergie de bande interdite jusqu'à trois fois plus élevée par rapport au GaAs (3,4 eV) et un champ de claquage élevé, cinq fois plus élevé que celui de l'arséniure de gallium. D'autre part, le GaN présente une bonne conductivité thermique, sa haute température de fusion ainsi que l'importante vitesse de saturation des électrons. Le GaN offre également la possibilité de réaliser des hétérojonctions avec l'AlN et l'AlGaIn, permettant la fabrication de dispositif HEMTs. L'ensemble de ces caractéristiques en font un candidat de choix pour les applications de puissance hyperfréquence.

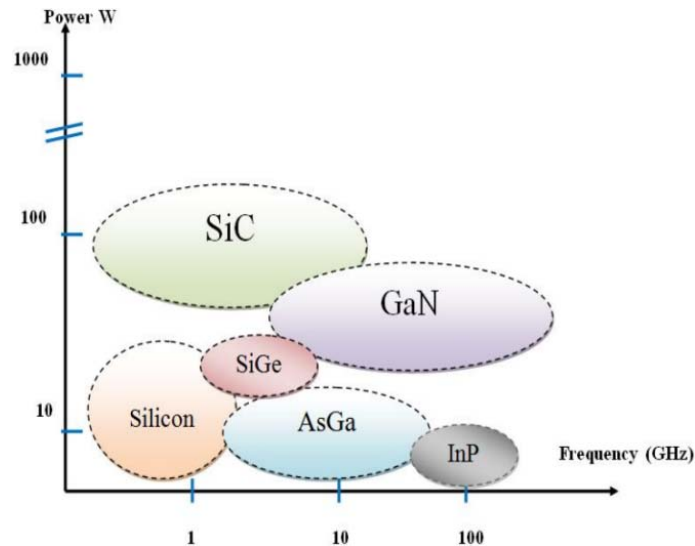


Figure I.2. Comparaison des performances puissances fréquences pour différents matériaux

III.1.1. Propriétés de nitrure de Gallium

III.1.1.1. Propriétés cristallines

Le nitrure de gallium se présente sous deux formes cristallines : la structure de type Wurtzite (hexagonale) et la structure blende de zinc (cubique)

III.1.1.1.a. Structure de type wurtzite

Dans la structure de type wurtzite, les atomes d'azote (N) forment un empilement hexagonal compact. Les atomes de gallium (Ga) occupent la moitié des sites tétraédriques. Cette structure est caractérisée par les paramètres de maille  $a$  et  $c$ , mais aussi par le paramètre  $u = l/c$ , où  $l$  est la longueur de liaison Ga-N suivant  $c$ .

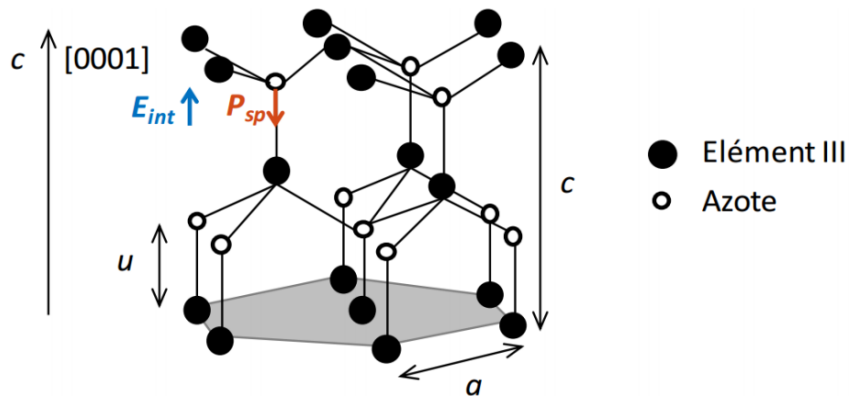


Figure I.3. Cristallisation en phase wurtzite de composés III-N.

La structure wurtzite n'est pas symétrique par rapport au plan (0001), on parle alors de polarité. En effet, les directions [0001] et [000-1] ne sont pas équivalentes. Pour le nitrure de gallium, il existe deux arrangements possibles des atomes de gallium et d'azote lors de la croissance. Dans le cas où la liaison orientée Ga-N pointe vers la surface, on dit que l'on a une polarité gallium. Dans le cas contraire, on a une polarité azote [4]. On note que la disposition des atomes face Ga présente des meilleures propriétés de transport des électrons que la hétérostructure face N.

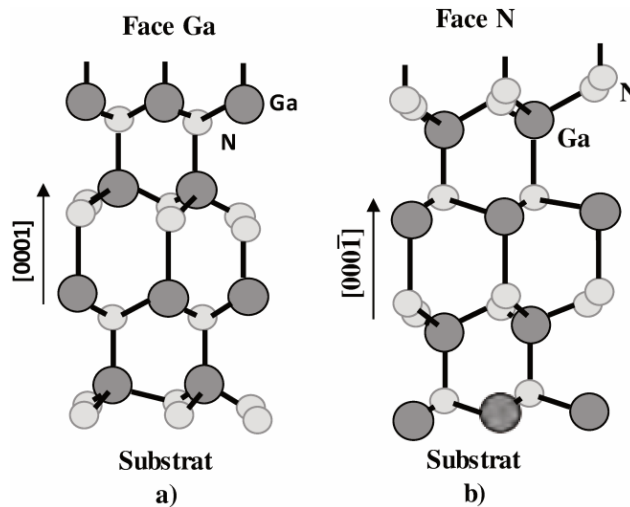


Figure I.4. Structures cristallines Wurtzite du GaN : a) face-Ga[0001] ; b) face-N [000-1]

### III.1.1.1.b. Structure cubique ou Zinc Blende :

Elle est moins stable que la structure Wurtzite, et utile pour la fabrication des films minces.

### III.1.1.2. Propriétés électroniques et électrique :

Le nitrure de gallium est un semi-conducteur à large gap direct de 3.42eV, ce qui permet aux dispositifs à base de GaN tels que les HEMTs, de supporter un champ électrique interne en moyenne cinq fois supérieur que celui du Si et du GaAs. Sa tension de claquage élevée qui est supérieure à 50V (elle est de l'ordre de 30V pour le GaAs) est un attribut souhaité pour les applications de haute puissance.

#### III.1.1.2.a. La polarisation spontanée

Dans une structure cristalline GaN de type wurtzite, les électrons de la bande de valence sont plus attirés par l'azote que par l'aluminium ou le gallium à cause de sa forte électronégativité (Figure I.3). Cette attraction entraîne la déformation de la structure tétraédrique et le rapport des paramètres de maille ( $c/a$ ) devient plus faible que la valeur attendue ( $c/a=1.633$ ). La non concordance des barycentres des charges positives et négatives entraîne donc la création d'une polarisation appelée polarisation spontanée.

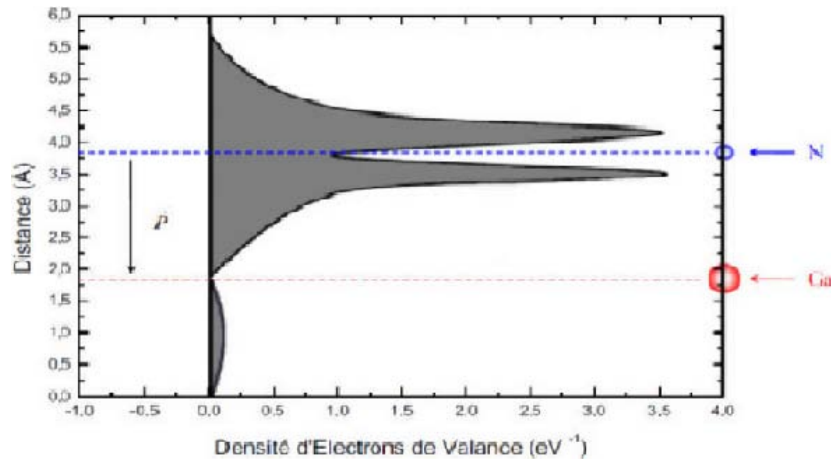


Figure I.5. Distribution des électrons de la bande de valence d'un atome GaN.

#### III.1.1.2.b. La polarisation piézoélectrique

Un matériau GaN déformé mécaniquement voit apparaître à ses surfaces une charge supplémentaire. A l'inverse, si l'on applique un champ électrique à ce matériau, il subira une contrainte mécanique. C'est l'action piézoélectrique directe ou inverse. Selon les conditions de croissance, et ce à différentes températures, il se crée naturellement des états de charge dans les couches Nitrures lorsque le procédé technologique est achevé (contraintes aux interfaces mécaniques de deux couches ayant des désaccords de maille, relaxation thermique des matériaux,..).

Dans le GaN, deux types de polarisation coexistent : la polarisation piézoélectrique, et la polarisation spontanée. Les charges participantes à la formation de ces polarisations se trouvent soit sous la grille (après dépôt de cette dernière à haut température), soit dans la couche barrière (AlGaN par exemple), soit dans la couche tampon (buffer) GaN. Ainsi, chaque contrainte électrique, thermique, ou mécanique appliquée au matériau change la structure symétrique de cristal. En terme électrique, la contrainte piézoélectrique peut se traduire par des défauts ou des pièges dans le transport des électrons.

## Chapitre I

**Ambacher et al.** ont conclu que dans la structure Wurtzite des HEMT AlGaN/GaN, la polarisation piézoélectrique est cinq fois plus grande que pour des structures AlGaAs/GaAs. De cet effet résulte une augmentation de la concentration des porteurs à l'interface, en dépit des processus de piégeage/dépiégeage plus importants dans le nitrure de gallium, ainsi que des retards à la commande dans le dispositif.

Et voici quelque propriété électronique en comparaison avec d'autres matériaux

Matériau	Si	GaAs	GaN	InP	InN	AlN	4H-SiC	Diamant
Bande interdite (eV)	1,1	1,4	3,4	1,3	0,7	6,2	3,3	5,5
Permittivité diélectrique	11,8	11,5	9,5	12,5	14,3	10,3	10	5,5
Champ de claquage (MV/cm)	0,3	0,4	4	0,5	1,2	8,4	3,5	5,6
Mobilité des e <sup>-</sup> (cm <sup>2</sup> /V·s)	1500	8500	1200	5400	3,6	135	650	1900
Vitesse de saturation (-10 <sup>7</sup> cm/s)	1	2	2,5	1	1,8	2,1	2	2,7
F <sub>T</sub> FET (GHz)	20	150	150	300	300		20	
Conductivité thermique (W/cm·K)	1,5	0,5	1,3	0,7	0,45	2	3,3 - 4,5	20
n <sub>i</sub> (cm <sup>-3</sup> )	1,5 · 10 <sup>10</sup>	1,79 · 10 <sup>6</sup>	1,9 · 10 <sup>10</sup>			1 · 10 <sup>31</sup>	8,2 · 10 <sup>9</sup>	1,6 · 10 <sup>27</sup>
T <sub>MAX</sub> (°C)	300	300	700	150	150		600	450 [12]

**Tableau I.1.** Propriétés physiques et électriques des semi-conducteurs à 300K

### III.1.1.3. Propriétés optiques:

Comme attendu avec un gap direct, le coefficient d'absorption est élevé, atteignant  $8 \times 10^4 \text{ cm}^{-1}$  pour des énergies juste supérieures au gap. L'indice optique du GaN est égal à 2.45 pour des énergies inférieures au gap et augmente jusqu'à 2.8 environ au niveau du gap. Cet indice est inférieur à celui de GaAs par exemple. Ceci entraîne un coefficient de réflexion à l'interface air/matériau inférieur dans le GaN et a comme conséquences pour les détecteurs, un meilleur couplage avec la lumière

### III.1.1.4. Propriétés thermiques:

La dilatation thermique, la chaleur spécifique, la température de Debye et la conductivité thermique permettent de définir les propriétés thermiques du nitrure de gallium

#### III.1.1.4.1. Dilatation thermiques:

Tout matériau soumis à un changement de température se déforme : c'est le phénomène de la dilatation thermique. Il convient d'en tenir compte lorsque l'on étudie les propriétés des semi-conducteurs à des températures différentes mais également lors de la croissance du matériau car celle-ci se fait à haute température. Ainsi une couche hétéro-épitaxie complètement relaxée à la température de croissance peut être

contrainte à la température ambiante. Les coefficients de dilatation thermique permettent d'évaluer la déformation de la maille cristalline en fonction de la variation de température

Matériau	GaN		Saphir	6H-SiC	3C-SiC	ZnO	GaAs
Température	300-700K	700-900K	300k	300K	300K	300K	300k
$\frac{\Delta a}{a} (10^{-6} K^{-1})$	5.59		7.5	4.2	2.7	2.9	6
$\frac{\Delta c}{c} (10^{-6} K^{-1})$	3.17	7.75	8.5	4.7	2.7	4.75	6

**Tableau I.2.** Coefficients de dilatation thermique de GaN et divers substrats

La dilatation thermique a été mesurée en fonction de la température sur monocristaux. Selon a : le coefficient de dilatation thermique est constant sur toute la gamme de température. Selon c : la composante principale, parallèle à l'axe c, dépend de la température ; la dilatation thermique connaît une rupture de pente à 700K

### III.1.1.4.2. La Chaleur spécifique

Dans un composant semi-conducteur, l'augmentation de la température entraîne une augmentation du nombre de phonons. La chaleur spécifique est le paramètre physique qui permet de relier les variations de la température du réseau au nombre de phonons présents dans le semi-conducteur, sa valeurs peut être calculée à partir de la relation de Debye :

$$CP(T) = \frac{12\pi^4 R}{5} \left( \frac{T}{T_D} \right)^3$$

Avec  $R = 8.344 \text{ J/mol.K}$ ,  $T_D$ : température de Debye.

### III.1.1.4.3. Température de Debye:

La température de Debye  $T_D$  caractérise la valeur maximale des énergies des vibrations. Elle a été calculée par **Polian et al.** À partir de la chaleur spécifique, et par **Demidienko et Al.** À partir des propriétés élastiques. Les valeurs obtenues sont respectivement de 700K et 650K. Ces valeurs sont cohérentes avec les calculs de **Kim et Al.** **Christensen et Al.**, et **Azuhaka et al.**, qui prédisent  $T_D$  entre 620 et 690K.

### III.1.1.4.4. Conductivité thermique :

La conductivité thermique d'un matériau traduit sa capacité à dissiper la chaleur. Or, la résistance thermique (notée  $R_{th}$ ) est inversement proportionnelle à la conductivité thermique  $R_{th} (W.K^{-1})$ ,

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P_{diss}}$$

Où  $\Delta T$  est l'élévation la température en K,  $P_{diss}$  est la puissance dissipée en W.

On voit donc que la résistance thermique est directement liée à la puissance dissipée. Cela signifie qu'une forte conductivité thermique du matériau permet l'évacuation de la puissance dissipée (sous forme de chaleur) sans échauffement important de celui-ci. Dans le cas de l'amplification de puissance où les puissances délivrées sont importantes, l'élévation de température pour une puissance dissipée donnée sera bien plus faible dans des transistors à grand gap

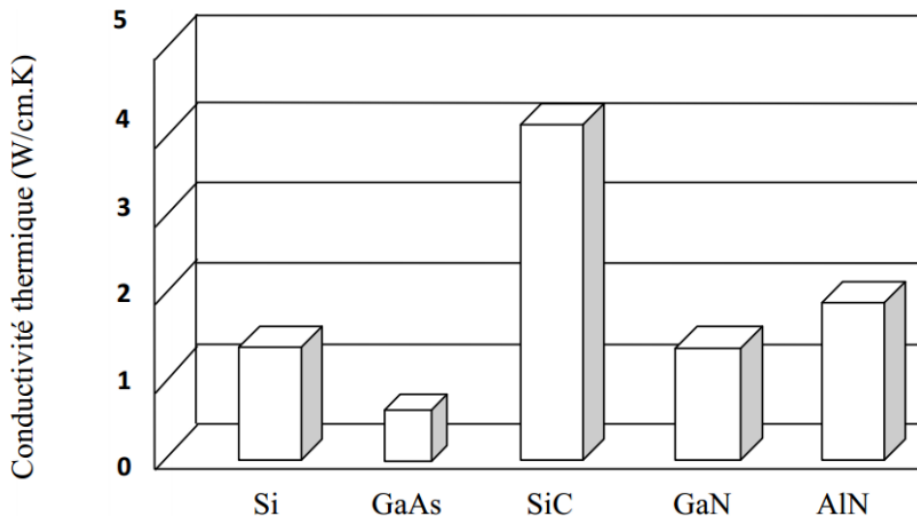


Figure I.6. Conductivités thermiques de GaN et d'autres composés importants

### III.2. Caractéristiques fonctionnelles et structurales du HEMT

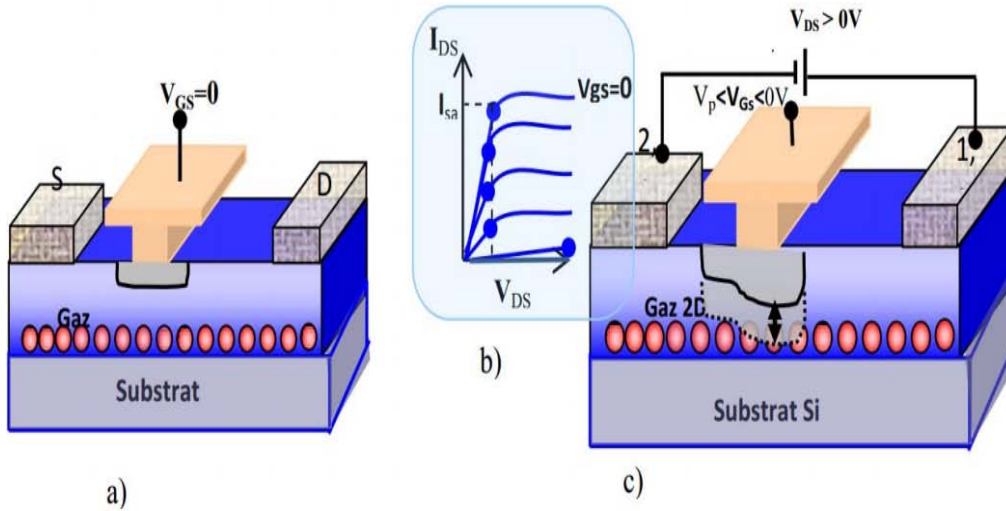
#### III.2.1. Caractéristiques fonctionnelles :

L'effet transistor est obtenu grâce à la modulation de la densité d'électrons dans le canal par l'application d'une tension de grille ( $V_{GS}$ ) entre la grille et la source. La figure I.14 illustre le comportement du transistor lorsqu'il est polarisé. En l'absence de polarisation (à  $V_{DS}=0V$  et  $V_{GS}=0V$ ), une zone de charges d'espace apparaît sous la grille et ce dès le dépôt de la métallisation de grille, conséquence directe de la formation du contact de type Schottky (figure I.14.a)

- L'ajout d'une tension  $V_{DS}>0$  va engendrer le déplacement des électrons dans le canal et l'établissement d'un courant de drain ( $I_{DS} > 0$ ). Lorsque la tension de grille est nulle, la densité de porteurs dans le canal est élevée. On parle alors de canal ouvert
- Pour de faibles tensions drain-source ( $V_{DS}<V_{seuil}$ ), le courant de drain est proportionnel à la tension  $V_{DS}$ . On parle à ce stade de régime de fonctionnement linéaire. En revanche, lorsque la tension  $V_{DS}$  est supérieure à  $V_{seuil}$ , on observe une phase de saturation du courant de drain malgré l'augmentation de la tension drain-source. La caractéristique de sortie d'un transistor HEMT est schématisée sur la figure I.14.b. Il convient également de souligner la baisse du courant  $I_{DS}$  à mesure que la tension  $V_{GS}$  devient négative jusqu'à ce que le courant de drain s'annule à  $V_{GS}=V_P$ . Cette dernière représente la tension de pincement, pour laquelle le transistor passe de l'état passant à l'état fermé suite à



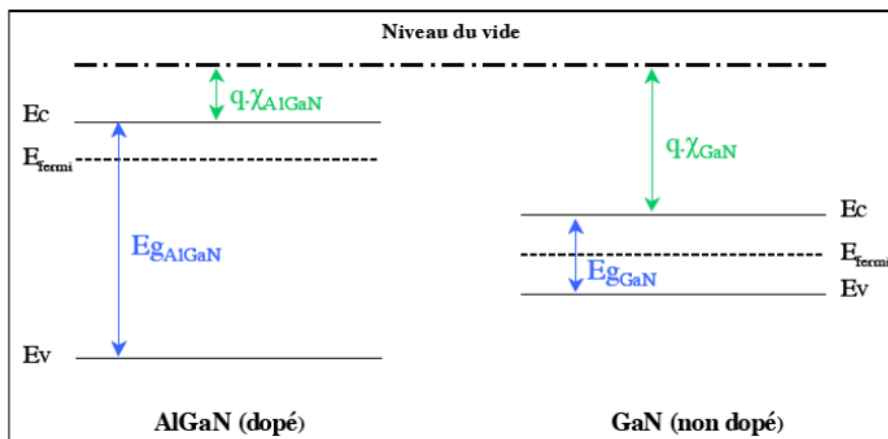
l'étalement de la zone de charge d'espace sous l'effet de la tension négative de grille comme illustré sur la figure I.14.c.



**Figure I.7.**(a)Schéma d'une coupe verticale d'un transistor HEMT non polarisé, (b) Caractéristiques de sortie du transistor en régime statique, (c) Schéma illustrant l'évolution des charges lorsque le transistor est polarisé.[]

### III.2.2.Principe de formation du canal (2 DEG) :

Le HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> est la technologie étudiée au cours de ces travaux de thèse. Afin de mieux comprendre son fonctionnement, nous allons brièvement décrire les structures de bandes des matériaux mis en jeu dans ce composant. Au sein de cette structure à couches différentes, l'AlGa<sub>N</sub> présente un large gap de 3.82eV et le Ga<sub>N</sub> un gap un peu plus faible de 3.4eV. L'hétérojonction est formée par la juxtaposition de ces deux matériaux dont les largeurs de bande sont différentes. Cette juxtaposition entraîne donc la formation d'une discontinuité de la bande de conduction à l'interface ( $\Delta E_c$ ). La figure 1-6 présente les niveaux d'énergie mis en jeu dans chacun des matériaux de l'hétérojonction considérés séparément, c'est-à-dire avant contact.



**Figure I.8.**Niveaux d'énergie des matériaux mis en jeu dans l'hétérojonction

D'après les règles d'Anderson, la mise en contact des deux matériaux permet l'alignement de leurs niveaux de Fermi. Mais le niveau du vide ne pouvant pas subir de discontinuités, il en résulte une discontinuité de la structure de bande d'énergie à l'interface. La figure I.9 ci-dessous montre les niveaux d'énergie à l'hétérojonction pour une tension appliquée nulle

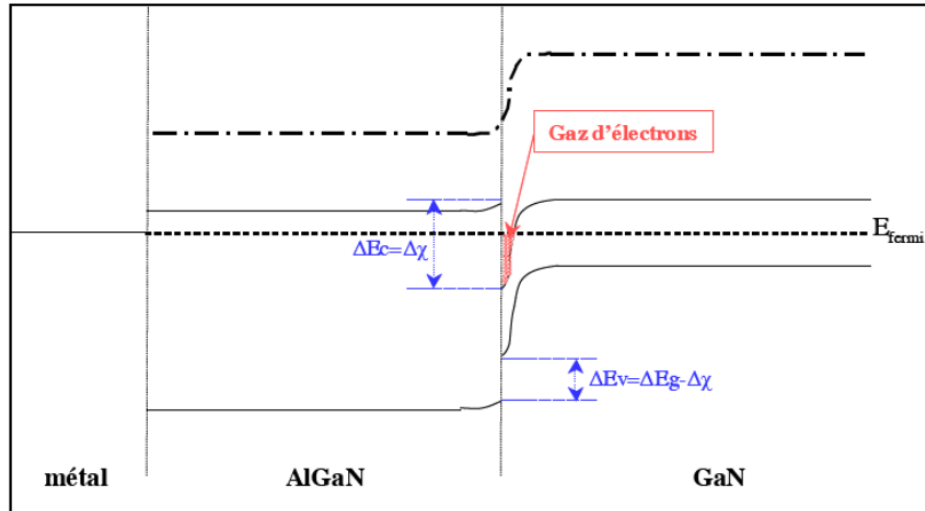


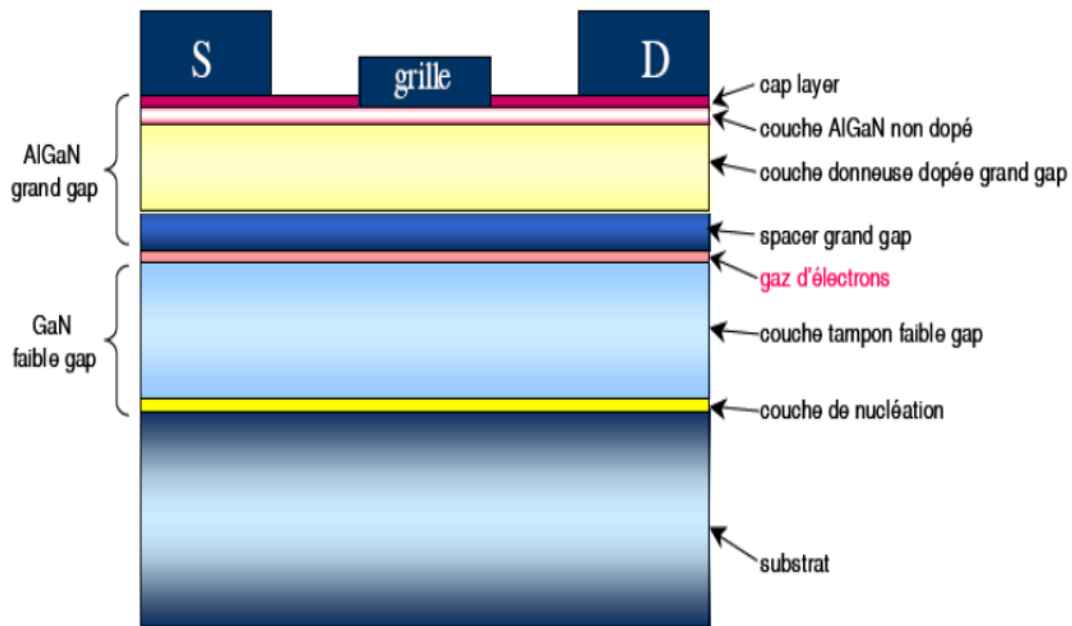
Figure I.9. Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée nulle

De la figure 1.9 nous pouvons constater la formation d'un puits quantique à l'interface dans le matériau de plus faible largeur de bande interdite (GaN). Ce puits est situé dans la partie supérieure du matériau à plus faible gap non dopé car, au-dessus, le matériau présentant la plus grande largeur de bande interdite joue le rôle de barrière. Les charges libres se regroupant à l'intérieur de ce puits sont à l'origine de la formation du canal d'un gaz d'électrons à deux dimensions qui entraîne le phénomène de conduction. La densité de porteurs dans ce canal dépendra du niveau de Fermi dans la bande interdite du matériau (niveau de dopage), de la différence de largeur de cette bande entre les deux matériaux ( $\Delta E_g$ ) et du dopage considéré. En appliquant une tension sur la grille du composant, on peut observer une modulation de ce gaz d'électrons et donc une modulation de la concentration de porteurs dans ce canal. Ainsi, une tension appliquée sur la grille d'un HEMT permet de contrôler le courant qui circule entre le drain et la source. A titre d'exemple, ce constat est illustré sur la figure 1-8, dans laquelle on voit les niveaux de Fermi mis en jeu à l'hétérojonction lorsqu'on applique une tension sur la grille du composant [11].

### III.2.3. Caractéristiques structurelles

Un composant HEMT est essentiellement constitué 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 dans le paragraphe précédent, c'est la jonction de ces deux derniers matériaux qui est à l'origine de la formation d'un gaz d'électrons à l'interface, dont la densité est modulée par la tension appliquée à la grille du composant.

Un autre phénomène que caractérise également le fonctionnement d'un HEMT, c'est la jonction Schottky créée par la jonction du métal de la grille et du semi-conducteur du substrat



**Figure I.10.** Structure physique de base d'un HEMT.

### ⇒ Substrat ou « bulk » :

Les substrats de nitrure de gallium sont encore très peu utilisés en raison de leur coût élevé et de leur petite taille. Les substrats les plus utilisés à ce jour, sont le carbure de silicium, le saphir et le silicium, sur lesquels peut s'effectuer la croissance d'une couche de cristaux de nitrure de gallium.

### ⇒ Couche de nucléation :

Afin d'absorber une partie de la contrainte liée au désaccord de maille entre le substrat et le GaN, une couche mince de GaN est déposée sur le substrat. Cette dernière sert à débiter la croissance de la structure mais également à limiter la propagation des dislocations dues aux différences structurelles substrat-GaN dans le reste de la structure.

### ⇒ Couche tampon ou «buffer» :

Cette couche est constituée du matériau de plus faible largeur de bande interdite (dans notre cas, le GaN, avec un gap de 3.4eV). Dans la partie supérieure de cette couche va se former le gaz bidimensionnel d'électrons.

### ⇒ Espaceur ou « spacer » :

Ce film est constitué du matériau de plus large gap (dans notre cas, l'AlGaN, avec un gap de 3.82eV). Cette couche non dopée intentionnellement possède une épaisseur de quelques nanomètres et permet de réduire l'interaction électrons-donneurs entre le gaz d'électrons et la couche dopée. Cette zone est soumise à un compromis : plus elle est épaisse, plus la mobilité des électrons dans le canal augmente et plus la densité de charges est faible. Au contraire, plus le spacer est fin, plus la densité de charges disponibles dans le canal augmente induisant une plus faible résistance de source, une transconductance et une densité de courant plus grandes.

⇒Couche donneuse :

Qui représente une épaisseur de quelques nanomètres de matériau grand gap AlGaN dopé. La concentration d'aluminium peut varier de 20% à 30% environ. Une zone désertée se forme dans cette couche au niveau de la jonction Schottky de grille ainsi qu'aux abords de l'hétérojonction.

⇒Couche AlGaN non intentionnellement dopée :

Qui permet la réalisation d'un contact Schottky, ou redresseur de bonne qualité. Il est très difficile de réaliser un contact redresseur correct sur une couche fortement dopée puisque la courbure de bande de conduction favorise le passage du courant par effet tunnel

⇒Couche superficielle ou « cap layer » :

Produit de bons contacts ohmiques de drain et de source. Cette fine couche de nitrure de gallium permet également de réduire les résistances d'accès et d'empêcher l'oxydation de la couche d'AlGaN. Dans le but d'obtenir une bonne jonction Schottky de grille, un «encastrement » (recess) complet de cette épaisseur doit être réalisé sous le contact de grille. En raison de contraintes appliquées sur cette couche superficielle, il est observé un accroissement de la densité de porteurs dans le gaz bidimensionnel d'électrons à l'interface AlGaN/GaN, dû aux phénomènes de polarisation piézoélectrique et spontanée considérables. Il en résulte une diminution de la mobilité des porteurs en raison de leur concentration qui augmente. En conséquence, des structures non dopées sont également étudiées présentant une mobilité supérieure et une densité plus faible [12].

III.2.4.Caractéristiques électriques des transistors HEMTs

Après avoir exposé la composition du composant HEMT, nous décrivons dans ce paragraphe les paramètres électriques qui permettent de quantifier les performances du composant. Les différents éléments passifs et actifs du schéma équivalent [13].

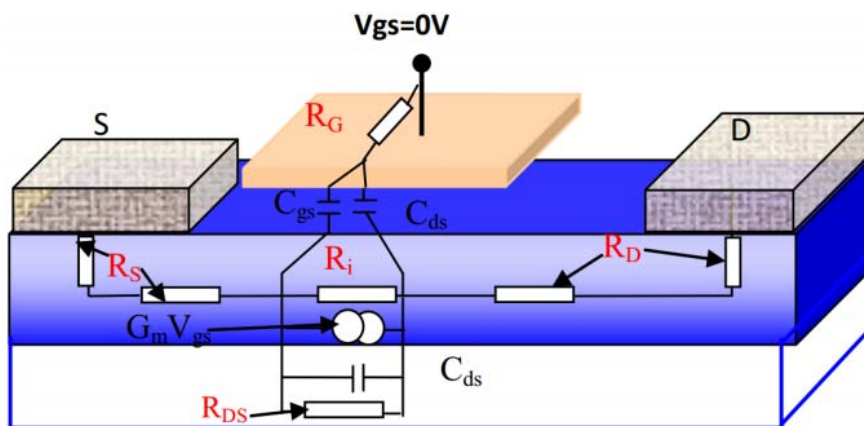


Figure I.11.Représentation schématique des éléments électriques d'un transistor HEMT AlGaN/GaN

L'analyse du transistor consiste à déterminer d'une part, les caractéristiques électriques au travers des mesures statiques et dynamiques, et d'autre part, de déterminer les éléments parasites tels que les résistances induites par les plots métalliques, les inductances et les différents effets capacitifs,. La quantification de ces

paramètres est effectuée en s'appuyant sur le schéma équivalent en régime petit signal basé sur un modèle théorique associé à des formules mathématiques

### III.2.4.1. Le courant de drain-source

Le réseau de caractéristiques  $I_{DS}(V_{DS})$  représente le courant drain-source en fonction de la tension drain-source pour des tensions de grille différentes (Figure I.17). Ce réseau permet de vérifier les potentialités du composant ainsi que l'effet transistor qui consiste en la modulation de la densité des porteurs dans le canal grâce à la modulation de la tension de grille. La variation de la tension de grille de -3 V à 0V permet de désertir entièrement le canal à la tension de pincement du transistor [13].

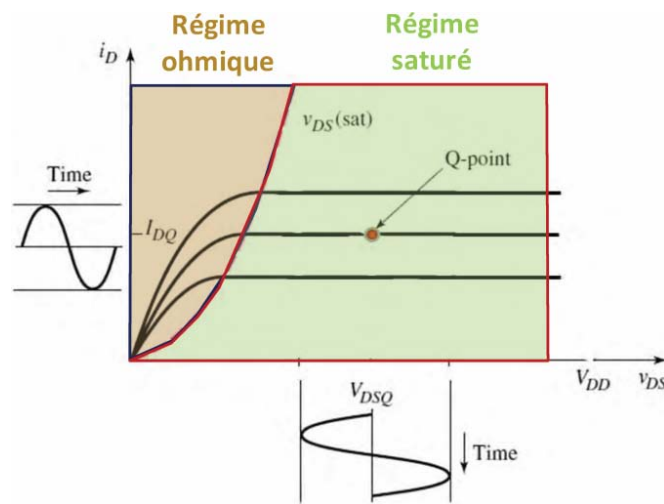


Figure I.12. Représentation type de la caractéristique de sortie  $I_{DS}(V_{DS})$  d'un transistor HEMT

A travers ce réseau  $I_{DS}(V_{DS})$ , on peut distinguer deux zones de comportements différents : une zone ohmique pour laquelle le courant de drain est proportionnel à la tension drain-source et une zone de saturation pour laquelle le courant  $I_{DS}$  reste quasi-indépendant de la tension  $V_{DS}$ . La tension de coude ( $V_c$ ) est la tension  $V_{DS}$  pour laquelle le courant subit une rupture entre la zone linéaire et la zone de saturation. Toutefois, une légère diminution du courant, souvent due à l'effet thermique, peut apparaître dans la zone de saturation pour des tensions de drain-source élevées. Par ailleurs, ce réseau  $I_{DS}(V_{DS})$  permet de relever la densité maximale du courant de drain ( $I_{DS\ max}$ ) et approximativement la tension de pincement qui sont respectivement de l'ordre de 850 mA/mm et -3.2V pour le transistor [13].

### III.2.4.2. La transconductance $G_M$

La transconductance ( $G_M$ ), traduit la variation du courant de drain en fonction de la modulation de la tension de grille (équation I.23). Cette caractéristique permet d'évaluer la qualité de la commande de grille et de déterminer la tension de pincement du transistor. Deux méthodes sont envisageables. La première consiste en la projection de la pente de la fonction de transfert sur l'axe des abscisses (tension  $V_{GS}$ ) et relever la valeur de la tension à l'origine, alors que la seconde consiste à relever la tension  $V_{GS}=V_p$  lorsque la densité du courant de drain est équivalente à 1mA/mm. Cette dernière semble être la plus efficace étant donné qu'elle garantit une valeur précise du courant résiduel dans le canal lorsque le transistor est pincé, tandis que la première laisse apparaître une légère incertitude sur le courant résiduel [13].

$$G_M = \left( \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right)_{V_{DS}=cste}$$

Par ailleurs, le tracé de la fonction de transfert du composant en fonction de la tension  $V_{GS}$  pour une valeur  $V_{DS}=cte$  (Figure I.18) fait apparaître trois zones de fonctionnement :

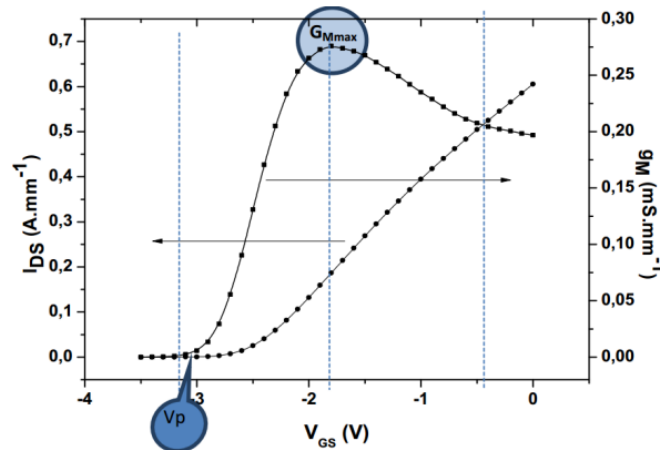


Figure I.13. Evolution type de la caractéristique de transfert du transistor.

- Pour  $V_{GS} < V_P$ , la densité de porteurs dans le canal est nulle (canal déserté) et le composant est bloqué ;
- Lorsque  $V_{GS} > V_P$ , la densité des porteurs dans le canal s'accroît et le courant de drain augmente avec la tension de grille (évolution au premier ordre), jusqu'au point de fonctionnement optimum. Ce dernier correspond à la valeur de  $V_{GS}$  pour laquelle la transconductance est maximale, comme illustré sur la figure I.18; Dans le cas idéal, au-delà de la tension de grille correspondant à  $G_{Mmax}$ , la fonction de
- Transfert présente une zone de saturation. Cependant, l'effet thermique ainsi que la présence de défauts, semblent être à l'origine d'une chute de  $G_M$  lorsque  $V_{GS}$  se rapproche de 0V.

A partir de cette caractéristique, on peut déterminer le point de polarisation pour lequel la transconductance est maximale ( $G_{Mmax}$ ) ainsi que les fréquences de coupure  $F_T$  et la fréquence maximale d'oscillation  $F_{MAX}$  [13].

### III.2.4.3. La conductance de sortie $G_D$

La conductance de sortie reproduit la variation du courant de drain en fonction de la tension de polarisation drain-source. Cet indicateur de la saturation du courant de drain s'exprime en fonction de l'inverse de la résistance drain-source :

$$G_D = \frac{1}{R_{DS}} = \left( \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right)_{V_{GS}=cste}$$

Une conductance de sortie élevée atteint fortement les performances des transistors. C'est en effet la signature de la présence de phénomènes physiques non désirables tels que l'effet de l'ionisation par impact

en présence d'un fort champ électrique, les fuites de substrat, les fuites dans le buffer ou alors l'effet de canal court. Ainsi, un bon rapport d'aspect, une faible densité de pièges dans le buffer et une couche barrière arrière sont autant d'éléments à satisfaire pour réduire  $G_D$  [13].

### III.2.4.4. La capacité grille-source

La capacité grille-source décrit l'interaction capacitive entre la grille et la source à l'entrée du composant.

$$C_{GS} = \left( \frac{\partial Q}{\partial V_{GS}} \right)$$

Avec, la charge de la zone dépeuplée sous la grille. La fréquence de coupure du transistor est inversement proportionnelle à la capacité  $C_{GS}$ . De ce fait, la réduction de la capacité grille source va permettre une amélioration des performances du transistor en termes de fréquences de coupure [13].

### III.2.4.5. La Capacité grille-drain ( $C_{GD}$ )

Elle traduit l'interaction capacitive entre les deux électrodes de grille et drain. Son influence, sur le fonctionnement du composant est d'autant plus importante que la fréquence de travail augmente. En haute fréquence, une partie de la capacité  $C_{GD}$  se trouve reportée sur l'impédance d'entrée et s'ajoute à la capacité  $C_{GS}$  engendrant ainsi une diminution de la bande passante dans les amplificateurs, conséquence de l'effet Miller. De plus, cette capacité parasite court-circuite la source en hautes fréquences par effet de couplage direct. La capacité  $C_{GD}$  est définie par :

$$C_{GD} = \frac{\partial Q}{\partial V_{GD}}$$

### III.2.4.6. La capacité drain-source

La capacité drain-source représente l'interaction capacitive entre les deux régions du canal, en l'occurrence, les régions de drain et de source. Elle prend en compte les effets parasites de couplage électrostatique entre l'électrode de drain et celle de source.

### III.2.4.7. Les résistances et les éléments parasites d'accès

Les résistances parasites constituent l'ensemble des résistances d'accès de grille, de drain et de source. La résistance  $R_G$  est directement liée à la section du contact de grille et au développement du transistor tandis que les résistances  $R_D$  et  $R_S$  résultent des contacts ohmiques et des résistances du canal situé respectivement entre la grille et les contacts de drain et de source. Les autres éléments parasites d'accès à savoir :  $L_G$ ,  $L_S$ ,  $L_D$ ,  $C_{pg}$ ,  $C_{ps}$ ,  $C_{pd}$ , associés respectivement, aux inductances et capacités parasites d'accès de grille, source et drain, dépendent des dimensions du transistor.

### III.2.4.8. La fréquence de transition et la fréquence maximale d'oscillation

La fréquence de transition et la fréquence maximale d'oscillation sont deux caractéristiques importantes des transistors HEMTs que l'on détermine grâce à la mesure des paramètres S. La fréquence de transition FT

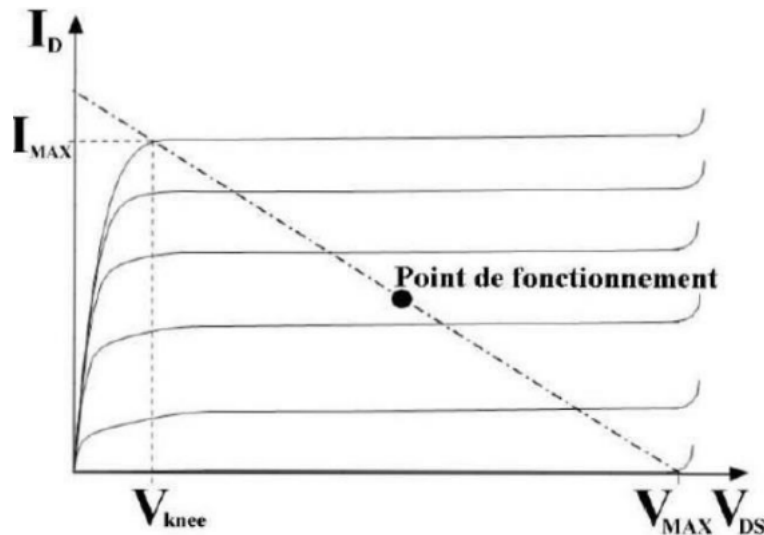
représente la fréquence pour laquelle le module du gain en courant ( $|H_{21}|$ ) est égal à 1. Pour un transistor intrinsèque, (sans tenir compte des éléments d'accès) celle-ci est donnée au premier ordre par :

$$F_T = \frac{G_M}{2. \pi (C_{gs} + C_{gd})}$$

D'autre part, la fréquence maximale d'oscillation  $F_{MAX}$ , nous renseigne sur la fréquence maximale de fonctionnement du transistor pour laquelle le gain en puissance vaut l'unité. Cette fréquence est donnée par la formule suivante :

$$F_{Max} = \frac{F_T}{2 \sqrt{4 \frac{(R_s + R_g + R_{GS})}{R_{DS}} + 2. \frac{C_{GD}}{C_{GS}} \left( \frac{C_{GD}}{C_{GS}} + G_M (R_s + R_{GS}) \right)}}$$

A travers de ces équations, l'amélioration des performances des composants exige entre autres la réduction des éléments parasites à savoir : les résistances parasites d'accès, la conductance de sortie  $1/R_{DS}$  susceptibles de contribuer à la chute drastique des performances en fréquences ainsi que les capacités parasites  $C_{GS}$  et  $C_{GD}$ . L'obtention du gain maximum disponible (MAG) nécessite une bonne adaptation des impédances en entrée et en sortie du composant sous test. La caractéristique  $I(V)$  d'un transistor HEMT ainsi que la droite de charge sont illustrés sur la figure I .14 [13].



**Figure I.14.** Droite de charge optimale pour l'obtention du maximum de puissance de sortie.

Ayant la plus grande exploration de la caractéristique courant-tension, cette droite de charge idéale, permet de prédire la puissance maximale atteignable en classe A. Ainsi, l'estimation théorique de la densité de puissance du composant en l'absence de gate-lag et surtout du drain lag peut être obtenue à partir des paramètres électriques obtenus en régime statique en s'appuyant sur l'équation I.29.

$$P_{out} = \frac{I_{MAX} \times (V_{MAX} - V_{Knee})}{8}$$



Où  $I_{MAX}$  est le courant de saturation du composant,  $V_{MAX}$  la tension maximale qui peut être assimilée à la tension de claquage,  $V_{Knee}$  est la tension de coude pour laquelle le transistor rentre en régime de saturation. Cependant, il convient de noter que cette équation ne tient pas compte des défauts éventuels présents dans les matériaux et des défaillances technologiques. Ceci explique la dispersion qui peut être observée entre la valeur de la puissance théorique ainsi obtenue et la valeur réelle mesurée à partir de la caractérisation du composant. Le rendement en puissance ajouté PAE (Power Added Efficiency), doit être le plus élevé possible afin de garantir de faibles pertes énergétiques et éviter l'auto-échauffement. Ainsi, le rendement en puissance ajoutée s'écrit :

$$P.A.E = \frac{P_{out}(ac) - P_{in}(ac)}{P_{dc}}$$

Où  $P_{in}(ac)$  est la puissance d'entrée,  $P_{out}(ac)$  la puissance en sortie du signal et  $P_{dc}$  la puissance d'alimentation en continu .

**IV. Limitations actuelles**

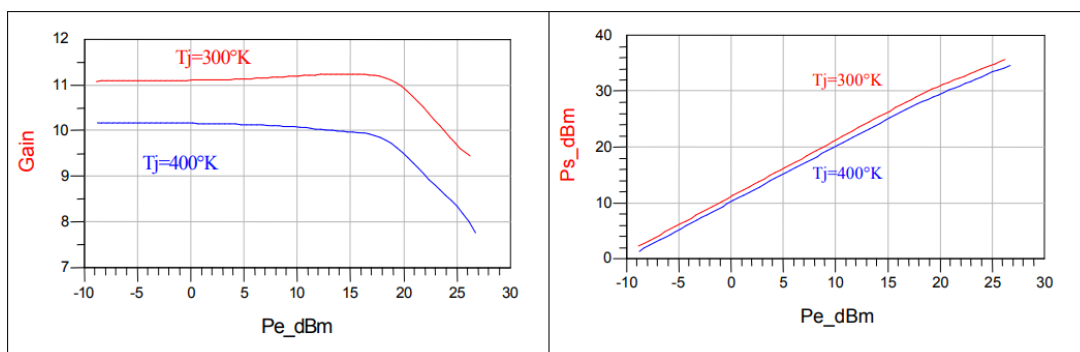
Les fortes densités de puissance admissibles sur les technologies grands gaps vont entraîner un échauffement important du transistor, la vitesse de saturation des porteurs va diminuer à son tour entraînant une diminution de la puissance de sortie et de la fréquence de transition jusqu'à atteindre un état établi.

De plus, la technologie récente de ces transistors HEMTs présente des défauts de structure. Cela se traduit par les effets de pièges qui affectent considérablement la puissance de sortie des transistors (gate-lag, drain-lag) .

**IV.1.Effets Thermiques**

L'état thermique d'un composant résulte de la température ambiante et de l'auto-échauffement du transistor. L'auto-échauffement du transistor 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.

Ainsi, lorsque la puissance dissipée augmente, la température de jonction notée  $T_j$  augmente, faisant diminuer la mobilité des porteurs. Cela se traduit par une chute de la puissance de sortie du dispositif ainsi que par une baisse des fréquences de transition et maximales d'oscillation



**Figure I.15.** Comparaisons de simulations en puissance d'un transistor GaN pour deux températures de socles différentes (fo=8GHz)

### IV.2.Effets Pièges :

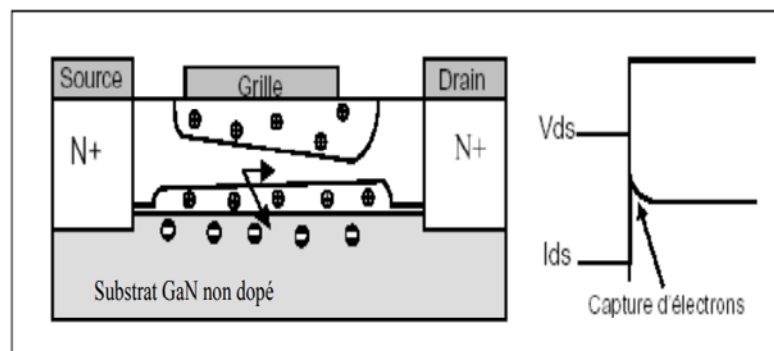
Les phénomènes de pièges, résultant de l'existence d'impuretés ou de défauts dans le réseau cristallin altèrent considérablement le comportement électrique du transistor aux fréquences micro-ondes. Plus le gap du semi-conducteur est grand et plus il offre la possibilité à des pièges de se former sur des niveaux d'énergie compris dans la bande interdite. Ces pièges ont la faculté de capturer ou d'émettre un électron ou un trou avec des constantes de temps diverses. Ces effets de pièges ont donc des conséquences sur le courant de drain, provoquant des effets transitoires de ce dernier.

On distingue deux phénomènes de pièges prépondérants observés sur le courant de sortie du composant : le self back-gating et le gate-lag.

#### IV.2.1.Self back-gating

Ce phénomène est en relation avec la dispersion due aux pièges du substrat. Cet effet est en rapport avec le champ électrique généré par la tension drain-source. La présence de pièges dans le substrat semi-isolant, engendre des états transitoires du courant de sortie  $I_{ds}$  vis à vis des variations de la tension  $V_{ds}$ . En l'absence de variations des tensions de commande, le nombre de pièges ionisés reste constant. Le nombre d'atomes qui capturent un électron venant du canal est égal au nombre d'atomes libérant un électron.

- Lorsque la tension  $V_{ds}$  augmente brusquement , un grand nombre d'électrons est injecté dans le substrat et est capturé par les pièges. La charge globale du substrat devient plus négative. Une charge d'espace positive se crée alors, dans le canal à l'interface canal - substrat. La section du canal diminue lentement ainsi que le courant  $I_{ds}$  jusqu'à l'équilibre.



**Figure I.16.**Influence de la capture des électrons par des pièges de substrat

- Lorsque la tension  $V_{ds}$  diminue brusquement , les pièges émettent un grand nombre d'électrons dans le canal. En conséquence, la charge d'espace à l'interface canal – substrat, diminue lentement ; ce qui augmente l'épaisseur du canal. Le courant  $I_{ds}$  augmente au rythme du processus d'émission des charges dans le canal jusqu'à atteindre son état permanent.

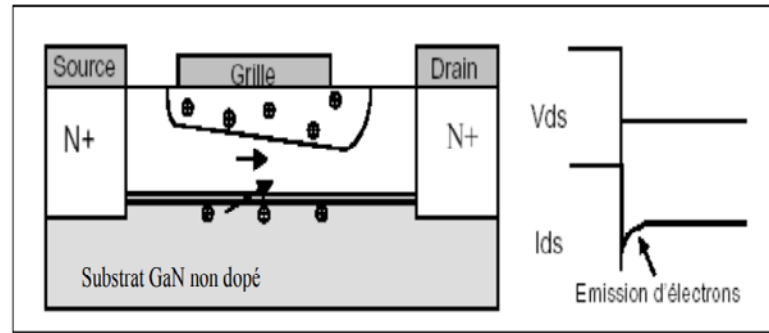


Figure I.17. Influence de l'émission d'électrons par des pièges de substrat

#### IV.2.2. Gate-lag

Ce phénomène (Figure I.18) induit des effets transitoires lents du courant de sortie même lorsque la tension de commande varie brutalement, entraînant un retard du signal. Cet effet est principalement dû à des pièges de surface et est en relation avec la tension grille-source de polarisation du composant. Un autre phénomène agit sur le gate-lag : l'ionisation par impact. Cependant les mécanismes physiques détaillés liés aux pièges de surface ne sont pas totalement identifiés

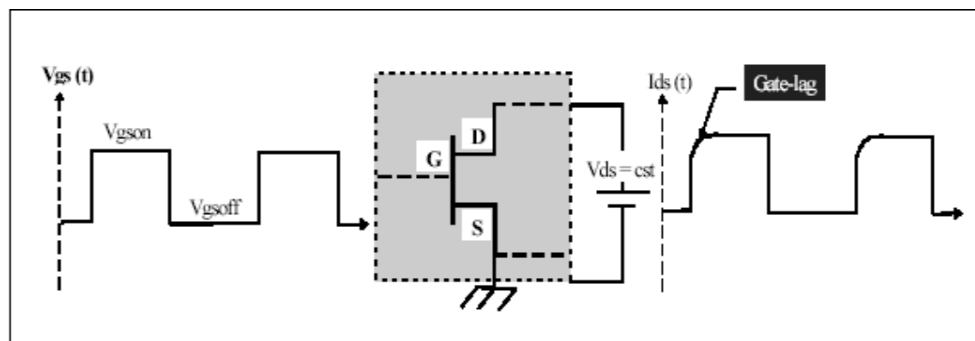
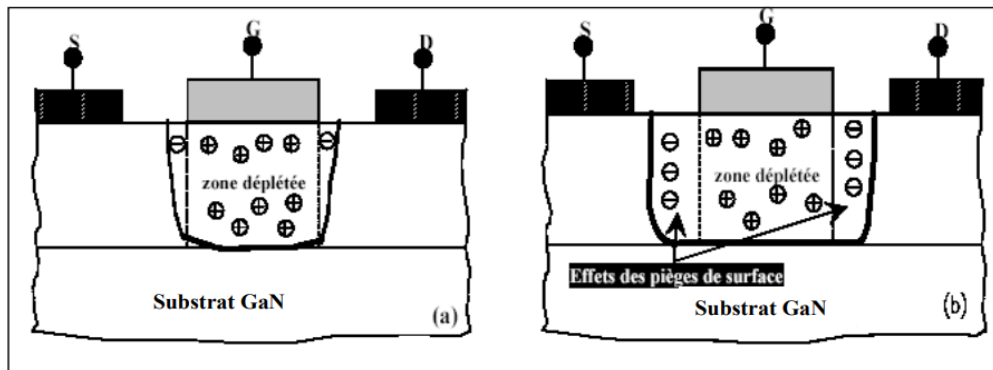


Figure I.18. Mise en évidence du phénomène de « gate-lag »

Lorsque  $V_{gs} = V_{gsoff}$  (pincement), le canal est entièrement dépleté de la source vers le drain. Lorsque  $v_{gs}$  passe de  $V_{gsoff}$  à  $V_{gson}$ , le courant de drain reste faible jusqu'au commencement d'émission des électrons. L'augmentation du courant de sortie s'effectue d'une manière transitoire au rythme de vidage des pièges. Lorsque le processus de capture est terminé, le courant  $I_{ds}$  atteint son état permanent.

De plus, des travaux ont montré que plus le transistor était pincé ( $|V_{gs}|$  grand), plus les transitoires du courant de sortie dus au « gate-lag » sont importants. Lorsque  $V_{gsoff}$  correspond au début du pincement du canal, celui-ci est essentiellement fermé sous toute la longueur de la grille, ainsi les effets de pièges de surface peuvent être négligeables. En revanche, lorsque  $V_{gsoff}$  atteint une valeur pour laquelle le pincement est profond, le canal est entièrement dépleté de la source vers le drain. Dans ce cas, le courant  $I_{ds}$  présente un comportement transitoire plus prononcé avant d'atteindre son état permanent [15].



**Figure I.19.** Effets d'un pincement léger (a) et profond (b) sur la zone désertée

### V. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté les propriétés physiques et électriques du GaN qui prédestinent cette filière technologique aux applications de puissance dans la gamme des hyperfréquences. Du fait de sa structure et de ses particularités, nous avons vu l'influence du nitrure de gallium sur le fonctionnement d'un transistor à haute mobilité électronique

Cette technologie a progressé à grand pas durant la dernière décennie et les performances en puissance de sortie et en rendement de puissance ajoutée des HEMTs sont publiées de manière abondante. Ces performances sont limitées par la thermique et les impuretés dans le réseau cristallin (pièges).

Nous menons une étude théorique détaillée sur le transistor à hétérostructure HEMT AlGaIn/GaN tels que la structure, son principe de fonctionnement, les caractéristiques électrique, les défauts et les limites.

# **Chapitre II : Modélisation linéaire et non-linéaire**

### I. Introduction :

Récemment, en raison de la forte densité de puissance, de la forte tension de claquage et de la haute fréquence les transistors à haute mobilité électronique en nitrure de gallium (GaN-HEMT) sont considérés comme les dispositifs prometteurs pour les amplificateurs de puissance à micro-ondes à haut rendement pour diverses applications, notamment les stations de base pour les systèmes de communication sans fil, les systèmes de communication par satellite et les radars. En plus des amplificateurs de puissance RF, les circuits intégrés monolithiques à micro-ondes (MMIC) utilisant le GaN-HEMT ont également été développés [16].

Un modèle d'appareil compact pouvant être utilisé dans les simulateurs de circuits hyperfréquences commerciaux est nécessaire pour tirer pleinement parti des avantages de ces appareils, Réaliser les plus grands potentiels des applications des dispositifs basés sur GaN; les chercheurs ont essayé de modéliser l'appareil sous différents angles afin d'obtenir une prédiction rapide des caractéristiques des appareils ou d'optimiser les performances avant d'envoyer la conception de l'appareil pour la fabrication.

Dans ce chapitre, nous allons décrire le principe de la modélisation des transistors, ses topologies et les modèles proposés pour un transistor GaN-HEMT

### II. Motivation :

La conception de circuits intégrés monolithiques hyperfréquences non linéaires tels que les mélangeurs, les oscillateurs ou encore, comme l'application visée dans notre étude, d'amplification de puissance, nécessite l'utilisation d'une description grand signal du transistor à effet de champ GaN-HEMT. Cette description doit refléter le comportement du composant de façon générale quels que soient son environnement et sa configuration. En effet, puisqu'il ne sera pas possible d'ajuster un circuit après sa réalisation, le concepteur doit être en mesure de simuler ce circuit entièrement pour optimiser ses performances [17].

Pour minimiser l'écart possible entre simulations et mesures, il faut disposer pour chacun des éléments du circuit (capacités, inductances, transistors, etc.), des modèles les plus précis et « compréhensibles » possible tout en gardant une certaine simplicité d'utilisation et une souplesse dans une éventuelle évolution du modèle. Malgré l'évolution des capacités de calcul des stations ou des ordinateurs qui utilisent les outils de CAO (Conception Assistée par Ordinateur), la complexité des circuits à concevoir impose aux modèles de prendre en compte les temps de calcul en les réduisant et de ne pas dégrader la convergence du simulateur en minimisant les risques de divergence.

La demande croissante de circuits de plus en plus performants en termes de puissance et de fréquence, incite à la connaissance parfaite des limites du composant et aboutit à la réalisation de modèles plus complexes. Par exemple dans les GaN-HEMT, les effets thermiques et de pièges, sont des phénomènes à prendre en compte aujourd'hui dès la phase de conception dans les modèles de transistors destinés à des applications de puissance hyperfréquences.

La diversité des domaines d'application des circuits RF : Station de bases (le domaine 4G et 5G), le spatial ou encore le domaine militaire par exemple, implique la prise en compte de certains effets dus à l'environnement du circuit. L'état thermique qui résulte de la température ambiante et de l'auto-échauffement du composant en

est le principal effet devant être pris en compte dans les modèles. Ainsi un modèle fiable et précis permettra de réduire les temps de cycle de la conception à la fabrication en supprimant quelques étapes de test qui restent toujours coûteuses [18].

### III. Modélisation :

Tout simplement, la modélisation consiste à trouver un modèle compréhensible qui décrit le comportement le plus réaliste du transistor, en considérant tous les effets limitants lors de la variation de la fréquence et de la puissance.

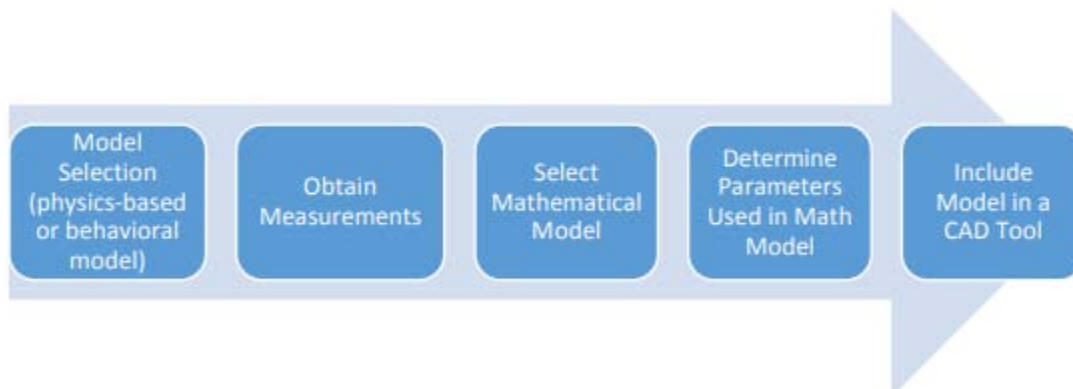
Les modèles compacts pour les transistors à effet de champ doivent satisfaire à deux exigences contradictoires.

- D'une part, ils doivent être assez simples et contenir un petit nombre de paramètres basés sur la physique pour convenir à l'extraction de paramètres.
- D'autre part, ils doivent tenir compte avec précision des phénomènes complexes de l'appareil et reproduire avec précision les caractéristiques de l'appareil.

Cette dernière exigence est particulièrement importante pour la modélisation de circuits amplificateurs.

### IV. Topologie de modélisation :

Tout d'abord lors de la modélisation d'un transistor, nous devons choisir le type de modélisation que nous allons travailler avec, chaque modélisation a des avantages et des inconvénients.



**Figure II.1.** Les étapes de la modélisation [19].

On peut généralement distinguer quatre types de modélisation :

- Modélisation physique
- Modélisation phénoménologique
- Modélisation à base de données expérimentales (ou par tables)
- Modélisation distribuée

### 1) Modélisation physique :

Elle est basée sur la physique des composants semiconducteurs. Tous les paramètres ont une signification physique directement liée à la géométrie du composant, au procédé technologique et à la physique du composant (dopages, potentiels de bandes plates...)

Par définition, un modèle physique répond aux exigences présentées ci-dessus. Ainsi, il est adapté à la simulation statistique en rapport avec les paramètres technologiques, il peut prévoir le comportement du transistor à diverses températures et peut tenir compte de nombreux effets, de manière analytique.

Cependant, le temps de développement d'un modèle physique peut durer plusieurs années et ne jamais prendre fin, car, à chaque nouvelle génération technologique, de nouveaux effets physiques apparaissent et doivent être pris en compte. D'autre part, afin d'assurer une bonne robustesse numérique, les équations doivent être les plus simples possibles et doivent assurer une continuité entre les différents régimes de fonctionnement. Ceci entraîne automatiquement une limitation dans les expressions du modèle physique. Finalement, d'un point de vue pratique, les inconvénients les plus importants sont le nombre de paramètres et les méthodes d'extraction des modèles physiques [20].

### 2) Modélisation phénoménologique :

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.

Cette catégorie regroupe les modèles utilisant un circuit électrique équivalent qui comporte des éléments linéaires et non linéaires. Ces éléments non-linéaires sont décrits par des expressions mathématiques les plus simples possibles pour ne pas altérer la convergence et le temps de calcul des simulateurs. Les expressions mathématiques sont représentatives du fonctionnement global, elles peuvent avoir une signification physique ou non, on emploie alors le terme d'expression ou de modèle empirique

Ces circuits équivalents peuvent être très simples ou au contraire d'une complexité importante, leur conception devant dépendre de l'application visée

L'extraction requiert obligatoirement une procédure d'optimisation, chose qui peut mener à différents ensembles de valeurs de paramètres pour un même composant.



Toutefois, 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 sont simples et peu nombreuses. Grâce à la simplicité de tels modèles, le temps de calcul numérique, peut être considérablement réduit [21].

### 3) Modélisation à base de données expérimentales :

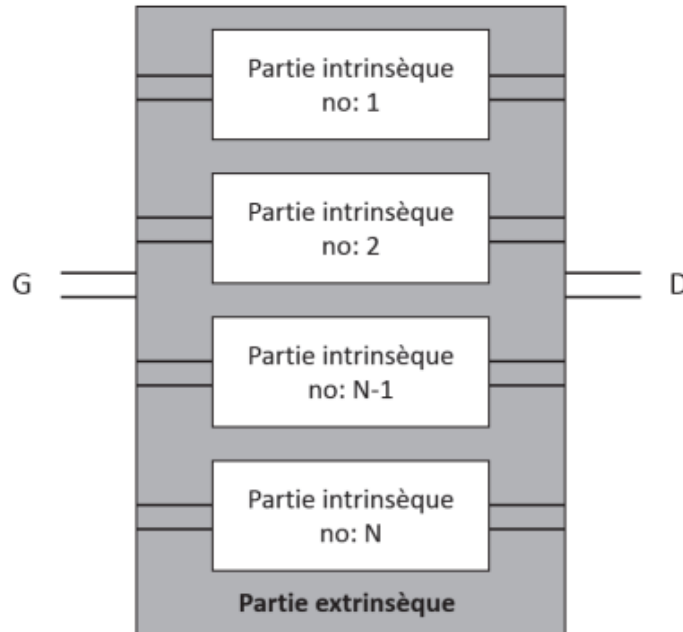
La modélisation à base de données expérimentales est très similaire à la modélisation phénoménologique. La différence majeure est que les éléments non linéaires ne sont pas décrits par des fonctions mathématiques, mais par des matrices de données de mesures paramétrées suivant plusieurs entrées ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ , température ...). Les points de mesures sont reliés entre eux par des fonctions d'interpolation. Ceci entraîne certains avantages et inconvénients.

Le modèle est valable uniquement dans la plage des mesures effectuées, car, au-delà, les fonctions d'interpolation ne peuvent nullement assurer le comportement du composant. Il en découle que, pour des polarisations proches à la limite des mesures, ces modèles présentent d'énormes problèmes de discontinuité. Ceci est un inconvénient majeur, car il peut entraîner la divergence lors d'un calcul. D'autre part, peu de lois d'échelle peuvent être prises en compte et chaque composant doit être individuellement mesuré.

On peut désigner le modèle par table comme le plus simple et le plus rapide à mettre au point puisqu'il ne nécessite pas d'étapes d'optimisations parfois coûteuses en temps

### 4) Modélisation distribuée :

Des nombreux travaux de recherche ont proposé des modèles plus fins qui se rapprochent le plus possible de la physique afin d'améliorer la prédiction des phénomènes qui régissent le transistor, en particulier le phénomène de propagation des signaux électriques dans les électrodes du composant et les bus d'accès. Parmi ces approches, on trouve les modèles distribués qui ont pour but de déterminer les phénomènes de propagation et de couplage entre les électrodes de contact et le semiconducteur. Certains travaux s'attachent plus particulièrement à modéliser le couplage entre les différentes électrodes à l'aide de capacités et d'inductances mutuelles. Ainsi, les électrodes sont découpées en plusieurs tronçons. En outre, chaque tronçon représente un dispositif élémentaire actif. Ce dernier est modélisé par un simple transistor à effet de champ intrinsèque phénoménologique. Le modèle distribué, se présentant comme un réseau passif extrinsèque, alimente une cascade de dispositifs élémentaire actifs. M. T. Hickson et al ont présenté une comparaison entre les autres modèles et le modèle empirique. En effet, ils ont suivi une approche de modélisation distribuée pour la partie intrinsèque et extrinsèque, ce qui a permis d'avoir une précision des paramètres [S] jusqu'à 50GHz [22].



**Figure II.2.** Procédure de modélisation distribuée [23].

### V. Modélisation linéaire des transistors HEMT

La modélisation linéaire ou bien modélisation petits signaux aident les ingénieurs en RF à examiner les caractéristiques de performance telles que le gain, la non-linéarité et la puissance de sortie des appareils à haute fréquence. Ils fournissent un lien vital entre les paramètres mesurés de deux réseaux de ports (S, Z, Y) et les processus électriques qui se produisent dans l'appareil. Les paramètres S ou paramètres de diffusion décrivent le comportement électrique des réseaux électriques linéaires.

#### 1) Schéma équivalent linéaire :

Le schéma équivalent en régime linéaire (petits signaux) est constitué d'éléments localisés (résistances, capacités, inductance) représentant des zones physiques du composant. Les propriétés physiques des composants définissent directement la constitution et la topologie du schéma équivalent petits signaux, les valeurs des éléments du schéma sont issues de grandeurs électriques mesurées. Le schéma usuel pour les transistors à effet de champs est présenté par la figure suivante

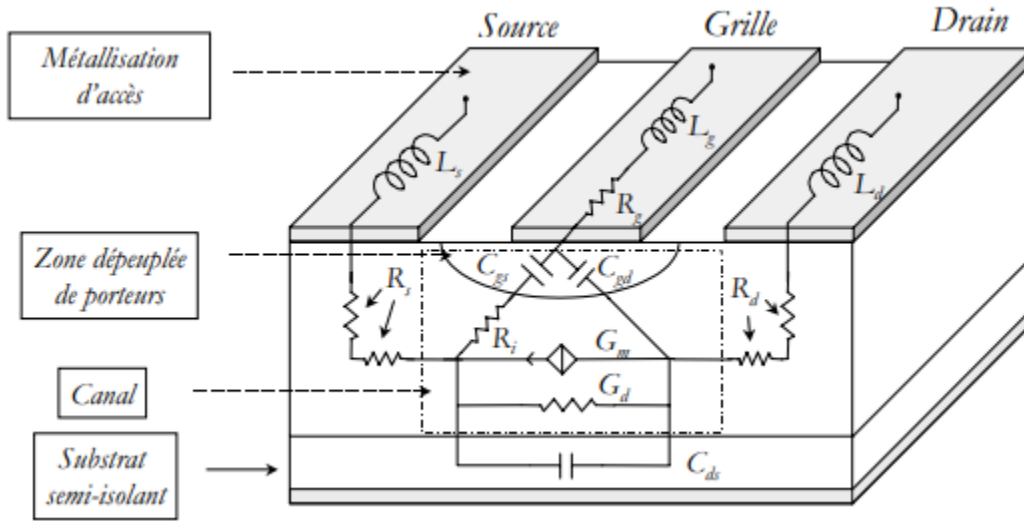


Figure II.3. Représentation du transistor en modélisation petit signal [24]

Cette Figure décrit la représentation électrique de chaque région physique du transistor lorsque de faibles variations du signal apparaissent autour d'un point de polarisation de la zone de saturation.

D'après sa structure et son fonctionnement physique, le transistor est divisé en deux parties : sa partie intrinsèque et sa partie extrinsèque. La partie intrinsèque correspond à la partie active du transistor, c'est-à-dire au canal. La partie extrinsèque correspond aux zones reliant la partie active du composant avec les métallisations de contact.

2) Les éléments extrinsèques :

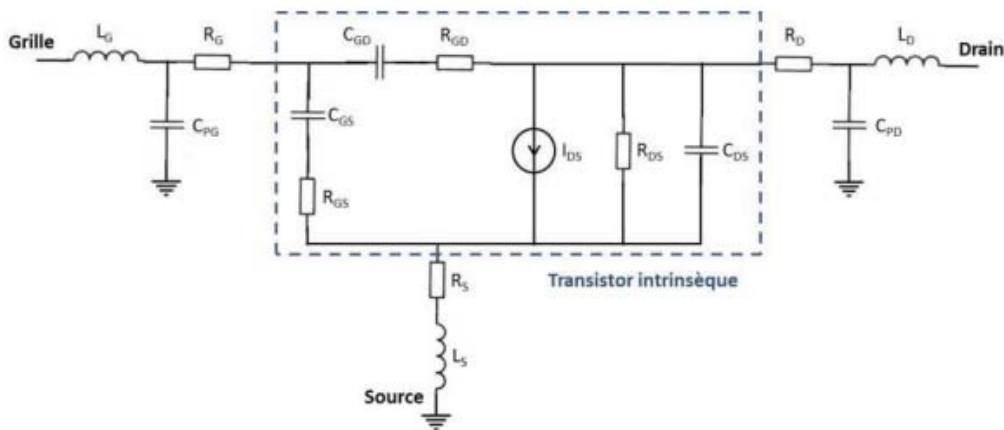


Figure II.4. Schéma équivalent en régime linéaire d'un transistor HEMT [25]

Ces éléments sont des éléments parasites et sont indépendants de la polarisation et de la fréquence :

- $L_g, L_s, L_d$  sont des inductances parasites dues aux métallisations d'accès,
- $R_g$  est une résistance qui résulte de la métallisation de la grille,
- $R_s$  et  $R_d$  représentent les résistances d'accès aux composants intrinsèques. Elles sont liées à la fois aux contacts ohmiques de source et de drain, ainsi qu'à la résistance du semi-conducteur situé entre le contact et le canal situé sous la grille.
- $C_{PD}, C_{PG}$  décrit l'effet capacitif du au couplage existant entre la ligne d'accès et le plan de masse inférieur.

### 3) Les éléments intrinsèques :

Ces éléments sont indépendants de la fréquence mais sont dépendants du point de polarisation :

Les éléments en série  $C_{GS}/R_{GS}$  et  $C_{GD}/R_{GD}$  modélisent le comportement dynamique du contact de grille, ils sont représentatifs de la qualité des gravures, des dépôts et des caractéristiques cristallines des différentes couches.  $C_{GS}$  et  $C_{GD}$  représentent notamment les variations de charges accumulées sous la grille sous l'effet des tensions  $V_{GS}$  et  $V_{GD}$ . La capacité  $C_{DS}$  prend en compte les effets parasites de couplage électrostatique entre l'électrode de drain et celle de la source.

Le transport électronique dans le canal est représenté par les éléments localisés entre le drain et la source, il peut être assimilé à un générateur de courant  $I_{DS}$  dont la conductance de sortie est représentée par la quantité  $1/R_{DS}$ . L'expression du courant  $I_{DS}$  en fonction de la tension de commande de grille  $V_{GS}$  est la suivante :

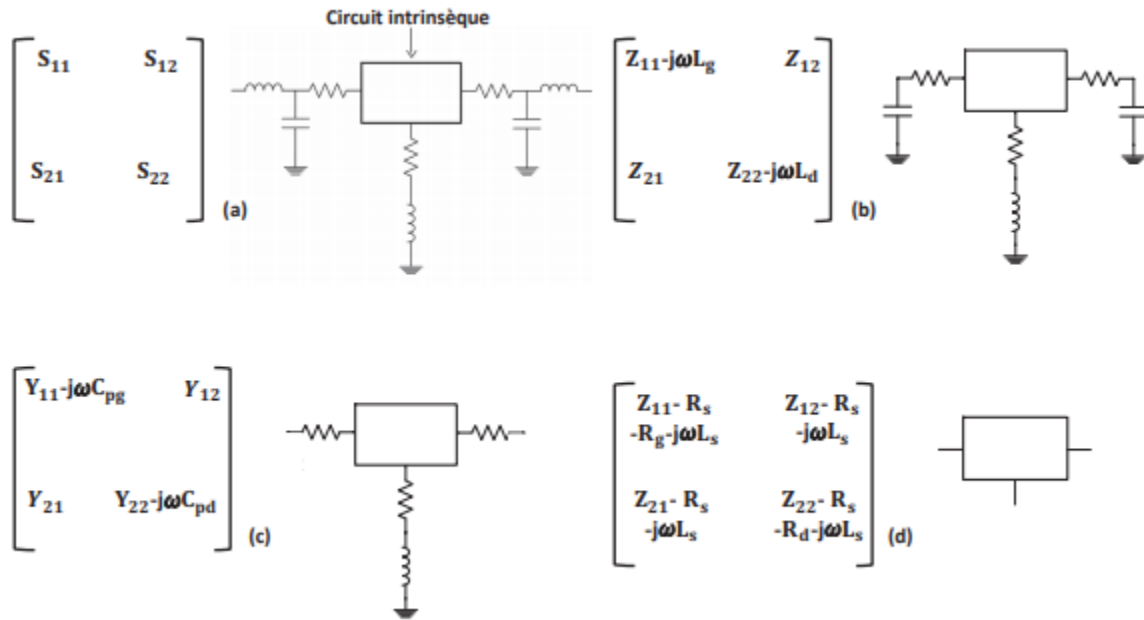
$$i_{DS} = G_M \cdot e^{-j\omega\tau} \cdot v_{GSint}$$

Dans cette expression,  $G_M$  est la transconductance du dispositif,  $\omega$  est la pulsation de la tension de commande intrinsèque  $V_{GSint}$  (tension aux bornes de  $C_{GS}$ ) et  $\tau$  est le temps de réponse du composant associé au retard existant entre la commande et son effet sur le canal [26].

### 4) Extraction des éléments du schéma équivalent :

L'extraction de ces paramètres extrinsèques a pour objectif de permettre un changement du plan de référence afin de prendre en compte uniquement le transistor intrinsèque. Cette procédure d'extraction des éléments parasites extrinsèques est aussi appelée de-embedding

Une méthode d'extraction des éléments extrinsèques consiste à optimiser leur valeur de telle sorte que les valeurs extraites alors des éléments intrinsèques soient indépendantes de la fréquence. Cette procédure est réalisée grâce à un algorithme d'optimisation basé sur l'extraction de la matrice admittance intrinsèque  $[Y]^{int}$  par transformations successives des paramètres  $[S]$  extrinsèques mesurés. Cette méthode est illustrée dans la Figure suivante.



**Figure II.5.**Algorithme d'extraction de la matrice des paramètres extrinsèques du schéma équivalent petit signal d'un transistor [27]

À partir de la matrice admittance intrinsèque ainsi obtenue pour un jeu de valeurs extrinsèques, les éléments intrinsèques sont calculés analytiquement à l'aide des équations d'extraction. Connaissant un jeu de valeurs extrinsèques, nous pouvons déterminer par un simple calcul analytique l'ensemble des paramètres intrinsèques ( $C_{gd}$ ,  $R_{gd}$ ,  $C_{gs}$ ,  $G_d$ ,  $C_{ds}$ ,  $R_i$ ,  $G_m$ ,  $\tau$ ) du modèle à chaque point de fréquence mesuré. Puis, les valeurs finales retenues pour ces éléments résultent d'une moyenne fréquentielle dans la bande de mesure qui doit très peu varier.

## VI. Modélisation Non-linéaire des transistors HEMT

### 1) Mesure I-V impulsionnelle :

Afin d'extraire le modèle non-linéaire électrique, nous nous intéressons maintenant à la première et plus importante non-linéarité du transistor qui est la source de courant drain-source

La mesure I-V de la source de courant peut se faire de différentes manières : I-V continue (DC) et I-V impulsionnelle. Cependant, la mesure en mode continu présente des inconvénients majeurs entraînant des imprécisions lors de la réalisation du modèle. En effet, la puissance dissipée continue dans le dispositif varie pendant la caractérisation et provoque des effets d'auto échauffement, donc la température n'est pas constante. En outre, les transistors HEMTs GaN manifestent des effets de pièges qui modifient les caractéristiques de courant continu, induisant des erreurs importantes dans la détermination de la conductance et la transconductance de sortie RF. De plus, les zones d'avalanche doivent être caractérisées afin de fournir un

modèle non-linéaire avec toutes les limites qui peuvent être atteintes par les grands signaux. Ces régions sont impossibles à mesurer avec une polarisation continue sans provoquer la destruction du composant. L'ensemble de ces inconvénients ont entraîné le développement de techniques de mesures basées sur des impulsions grâce auxquelles des modèles très élaborés de transistors peuvent être réalisés [28].

### 2) Sources de non-linéarité :

La non-linéarité des appareils est l'une des principales sources de comportement non linéaire des circuits à micro-ondes. Les produits de compression de gain et d'intermodulation résultant de la non-linéarité de deuxième et troisième ordre du dispositif peuvent provoquer une distorsion et affecter les performances du signal par le canal de communication.

#### a) Transconductance non linéaire ( $g_m$ )

Le profil de transconductance décroissant avec un biais de grille croissant dans les HEMT standard est considéré comme l'une des principales causes de non-linéarité dans les HEMT. Pour tout dispositif, le courant peut être exprimé comme un polynôme de la tension de grille.

$$I_{out} = I_0 + g_m V_{gs} + g_{m2} V_{gs}^2 + g_{m3} V_{gs}^3 + \dots$$

Où  $g_{m2}$  et  $g_{m3}$  sont les différentiels de  $g_m$  de deuxième et troisième ordre.

Un  $g_m$  non linéaire a des composantes importantes de  $g_{m2}$  et de  $g_{m3}$ , le  $g_{m3}$  joue un rôle clé dans la détermination de la distorsion d'intermodulation du troisième ordre, et une valeur élevée peut détériorer la linéarité. En outre, la dispersion dépendante de la fréquence pour le  $g_m$  peut être trouvée aux basses fréquences en raison des pièges de surface et de l'auto-échauffement, ce qui affecte également la linéarité.

#### b) Capacités non linéaires ( $C_{gs}$ , $C_{gd}$ et $C_{ds}$ )

Lorsqu'un signal linéaire n'ayant aucune autre composante que sa fréquence fondamentale est appliquée à l'entrée du dispositif, la tension générera des charges sur le condensateur grille-source, qui est une fonction de la tension comme indiqué dans Eq.

$$Q(V_{gs}) = q_0 + q_1 \cdot V_{gs} + q_2 \cdot V_{gs}^2 + q_3 \cdot V_{gs}^3 + \dots$$

$$C(V) = \frac{\partial Q}{\partial V} = q_1 + 2q_2 V + 3q_3 V^2 + \dots = c_0 + c_1 V + c_2 V^2 + \dots$$

D'après la dernière équation, on peut voir que la composante d'ordre pair de  $C_{gs}(V_{gs})$  crée une distorsion d'intermodulation de troisième ordre. Ainsi, le courant généré par cette charge sera constitué de versions amplifiées des composantes du troisième ordre générées à l'entrée. Comme la charge et le courant sont tous deux

des fonctions non linéaires de  $V_{gs}$ , les composantes de charge du deuxième ordre de  $Q(V_{gs})$  de l'équation (3.2) peuvent être converties en composantes de distorsion du troisième ordre également.

À mesure que la tension du drain augmente, la zone d'appauvrissement par le drain s'élargit progressivement, ce qui fait de la  $C_{gd}$  une fonction fortement non linéaire de la tension grille-drain ( $V_{gd}$ ). Les effets de la non-linéarité de  $C_{gd}$  sont généralement inférieurs à ceux de  $C_{gs}$  en raison de leurs valeurs plus faibles, mais sont particulièrement prononcés à des puissances de sortie supérieures à 25 dBm en raison des variations de tension élevées au niveau du nœud de drain

### c) Les gds non linéaires

Comme nous l'avons vu précédemment, la tension de grille et de drain varie. Comme la pente du courant avec la tension de drain dans la zone de saturation est inégale, en particulier dans les dispositifs à canal court, elle peut provoquer une non-linéarité de la même manière que le  $g_m$  provoque une non-linéarité. Les petites valeurs de gds sont préférables car elles permettent de maximiser le gain, mais elles peuvent ne pas fournir la meilleure adaptation de puissance dans la plage de polarisation. Les mesures et les simulations de l'effort de charge sont utiles pour trouver l'impédance de sortie optimale grâce à des contours constants pour une puissance délivrée, un rendement ou une linéarité maximum [29].

### 3) Modèles de grands signaux existants :

- Curtice Model :

En 1980, Walter R. Curtice a proposé pour la première fois un modèle empirique de grand signal FET et l'a simulé grâce à Spice, qui inclut la capacité de grille  $C_{gs}$  du courant de drain  $I_{ds}$  et des paramètres parasites, mais le modèle ne tient pas compte du principe de conservation de la charge.

- Statz Model :

En 1987, Statz propose un modèle de transistor à grand signal et, compte tenu de la conservation de la charge, un modèle de capacité bidimensionnelle est établi. La charge de grille et la charge de drain sont unifiées en tant que charge de grille, qui est déterminée par la tension de grille et la tension de drain. La précision du modèle est encore améliorée.

Ces deux modèles sont proposés pour MESFET, aucun des modèles ne peut être directement appliqué à un transistor HEMT.

▪ Angelov model :

En 1992, un professeur suédois (dans Chalmers) Angelov propose un nouveau modèle de grand signal, basé sur la formule empirique de la fonction exponentielle et la relation courant-tension est une fonction tangente hyperbolique. Ce formulaire s'applique davantage à la modélisation des signaux à grande échelle de MESFET et HEMT.

▪ EEHEMT Model :

Le modèle Eesof HEMT proposé à l'origine pour les GaAs HEMT est une extension du modèle Curtice . C'est un modèle empirique qui a été développé par Agilent technologies dans le but exprès d'ajuster le comportement électrique mesuré des HEMT. Le modèle comprend : des ajustements de modèles d'Ids isothermes, une formulation flexible de gm, une correction d'auto-échauffement pour les Ids, un modèle de charge qui s'adapte aux valeurs de capacité mesurées, un modèle de dispersion qui permet l'ajustement des conductances haute fréquence et des caractéristiques DC, un modèle de claquage qui décrit Igd en fonction de Vgs et Vds.[30]

Des travaux ultérieurs ont apporté de nombreuses améliorations aux modèles précédents, comme en 1990, Mccamant a proposé le modèle TOM1, le modèle Statz a été modifié, et les Ids sont variés comme la tension extérieure. Compte tenu de la caractéristique de conductance négative en courant continu, le modèle proposé peut garantir une grande précision dans la plage de polarisation la plus large.

Dans le cadre du modèle d'entreprise, en 1993, Agilent a créé le modèle EEHEMT1, qui a un large éventail d'applications, mais qui est représenté par une fonction à la pièce. Les caractéristiques d'entrée et de sortie des différents étages de sortie de courant sont dans des modes différents.

	Angelov Model	EEHEMT Model	Curtice Model	AMCAD Model
Nombre de paramètres	80	71	48	65
Capacités dépendantes de la polarisation	Oui	Oui	Oui	Oui
Prise en compte de la thermique	Oui	Non	Oui	Oui
Prise en compte des pièges	Non	Non	Oui	Oui

**Tableau II.1.** Comparaison entre les différents modèles de modélisation. [31]



- Le modèle de circuit équivalent de petit signal distribué à 22 éléments

Il est important d'identifier les éléments parasites du dispositif pour les réduire davantage. Le modèle distribué à 22 éléments permet d'identifier les petits éléments du modèle de signal pour le GaNHEMT. Le modèle est général et applicable aux dispositifs à grande périphérie de porte. Les principaux avantages du modèle sont les suivants :

- 1) Il tient compte de tous les éléments parasites attendus du dispositif ;
- 2) Il reflète la physique du dispositif sur une large polarisation et fréquencegamme.

Les avantages du modèle le rendent adapté à la construction de modèles de grands signaux évolutifs [32]

### VII. Conclusion :

Le but de ce chapitre était de faire un tour d'horizon sur ce que représente la modélisation. Premièrement nous avons présenté les différentes approches pouvant être utilisées pour la réalisation de modèles de composants HEMT et l'importance de ces modèles pour la conception des circuits ainsi que les deux critères que la modélisation doit satisfaire.

Ensuite nous avons cité les étapes qu'on doit suivre pour réaliser un modèle transistor HEMT, tout d'abord le choix de la topologie utilisé pour l'extraction des caractéristiques du transistor après la réalisation du schéma équivalent pour la modélisation linéaire petit signal et l'extraction de ses éléments intrinsèque et extrinsèque.

On a pu noter que la modélisation non-linéaire grand signal nécessite une Mesure I-V impulsionnelle pour l'extraction des éléments intrinsèque et extrinsèque, puis nous avons vu les sources de la non-linéarité : Transconductance non linéaire ( $g_m$ ) Transconductance non linéaire ( $g_m$ ), Les gds non linéaires. Enfin on a rappelé les modèles de grands signaux existants et effectué une comparaison entre ces modèles.

**Chapitre III :**  
**Amélioration de la source de courant  $I_{ds}$**

### I. Introduction

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 monolithique reste une tâche difficile et son succès dépend des simulations réalisées par les outils de CAO (conception assisté par ordinateur). Toute réalisation technologique étant extrêmement onéreuse, il est indispensable, avant la fabrication d'un circuit, d'en prévoir le fonctionnement de la façon la plus exacte possible par conséquent, il est nécessaire de disposer de modèles non-linéaires, précis, fiables et compatibles avec les outils de CAO actuellement disponibles. Les méthodes de simulation utilisées aujourd'hui pour la conception de circuits reposent essentiellement sur une modélisation des éléments linéaires et non-linéaires constituant le circuit [33].

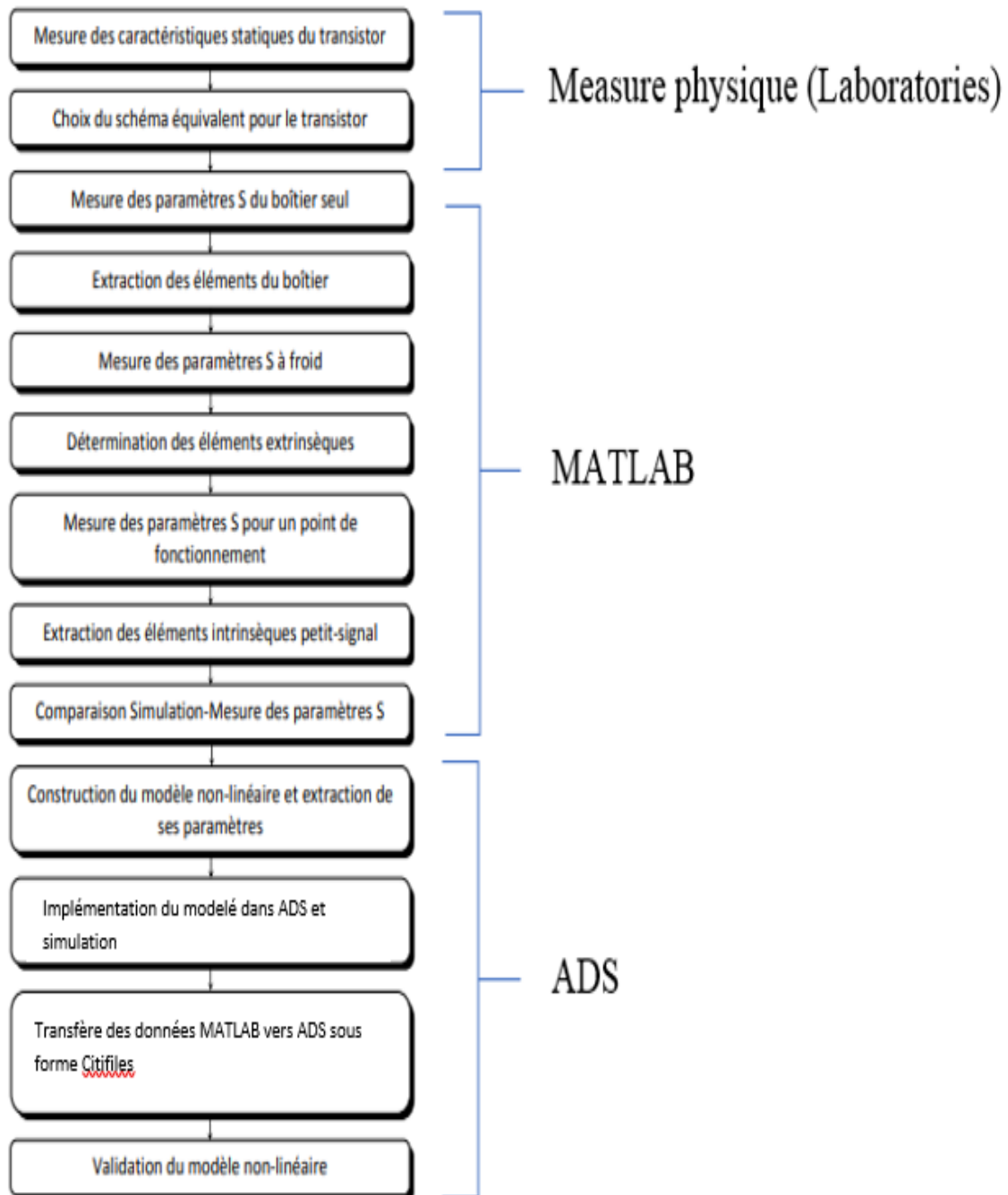
Dans ce chapitre, nous traiterons de la modélisation de composants HEMT a base de nitrure de gallium et les différentes applications pour lesquelles ces modèles sont extraits. Nous réutiliserons le modèle **22 ELEMENTS** préalablement développé par l'université Kassel et dédié a l'amplification de puissance pour l'application de commutation RF. Conserver une base commune permet d'utiliser le même modèle pour différentes applications. Cela constitue un grand intérêt pour les concepteurs et les ingénieurs en charge du suivi des modèles dans les fonderies.

L'objectif de ce chapitre est d'étudier le modèle d'un HEMT AlGaIn/GaN à l'aide du logiciel ADS. Le logiciel ADS est l'acronyme anglo-saxon de "Advanced designs Systems " Cet outil de conception assistée par ordinateur permet dans notre cas, de simuler le comportement du composant électronique en tenant compte de sa structure [34].

### II. Généralité sur ADS

ADS est un logiciel commercialisé par la société Agilent Technologie, dont les fonctionnalités sont au cœur du développement des systèmes électroniques mixtes analogiques hyperfréquences et numériques modernes. Au travers d'une interface compacte, il dispose de nombreux modules permettant d'analyser les circuits : en continu (DC), en régime linéaire harmonique (AC), en temporel, en bruit... Il dispose aussi de méthodes d'analyse spécifiques aux hyperfréquences : analyse en paramètres S, analyse des non linéarités par les méthodes HB « harmonique balance », analyse d'enveloppes complexes intégrant les non- linéarités, simulateur électromagnétique de circuit planaires ou de circuits 3D. Un puissant éditeur de masques de circuits multicouches est présent. Par ailleurs, différentes méthodes d'ingénierie « génériques », complémentaires et indispensables dans la conception globale d'une chaîne de transmission, sont également implémentées : analyse paramétrique multi- variables, de sensibilité, de rendement, de plan d'expérience et d'optimisation.

III. Organigramme générale d'une modalisation transistor



IV. Schéma équivalent petit signal

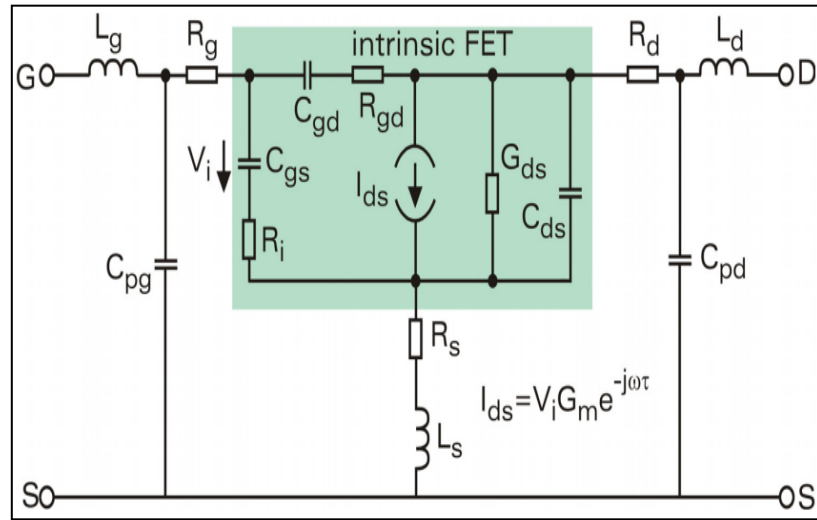


Figure III.1. Schéma équivalent petit signal [35]

IV.1. Les valeurs extraites des éléments extrinsèques

Après le choix de schéma équivalent-on extract les éléments extrinsèques du composant qui sont les éléments parasites liés à la géométrie du transistor avec les méthodes de pinch off

Cp <sub>ga</sub> (fF)	Cp <sub>ga</sub> (fF)	Cp <sub>ga</sub> (fF)	Cp <sub>ga</sub> (fF)	Cp <sub>ga</sub> (fF)	Cp <sub>ga</sub> (fF)	L <sub>g</sub> (pH)	L <sub>d</sub> (pH)	L <sub>s</sub> (pH)	R <sub>g</sub> (Ω)	R <sub>d</sub> (Ω)	R <sub>s</sub> (Ω)	C <sub>gs</sub> (fF)	C <sub>ds</sub> (fF)	C <sub>gd</sub> (fF)
162.88	130.12	53.64	549.14	430.14	225.73	103.9	178.42	4.64	2.63	0.95	0.63	590.53	1.0051	1.41

Tableau III.1. Les valeurs extraites des parametres optimisés des elements extrinseques du transistor

V. Modélisation non-linéaire du sources de courant Ids

La modilisation d'un transistor consiste a modilise le comportement de sont courant Ids qui recontre plusieurs contrainte non lineaire du au parasite des elements extrinseques liè a la geometrie du transistor et les effet limitatif thermique et piege des element intrinsique

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

Dans ce chapitre, nous jetons la lumière sur le transfert du courant  $I_{DS}$  de la partie exterieur vers la partie interieur

V.1. partie extrinsèque

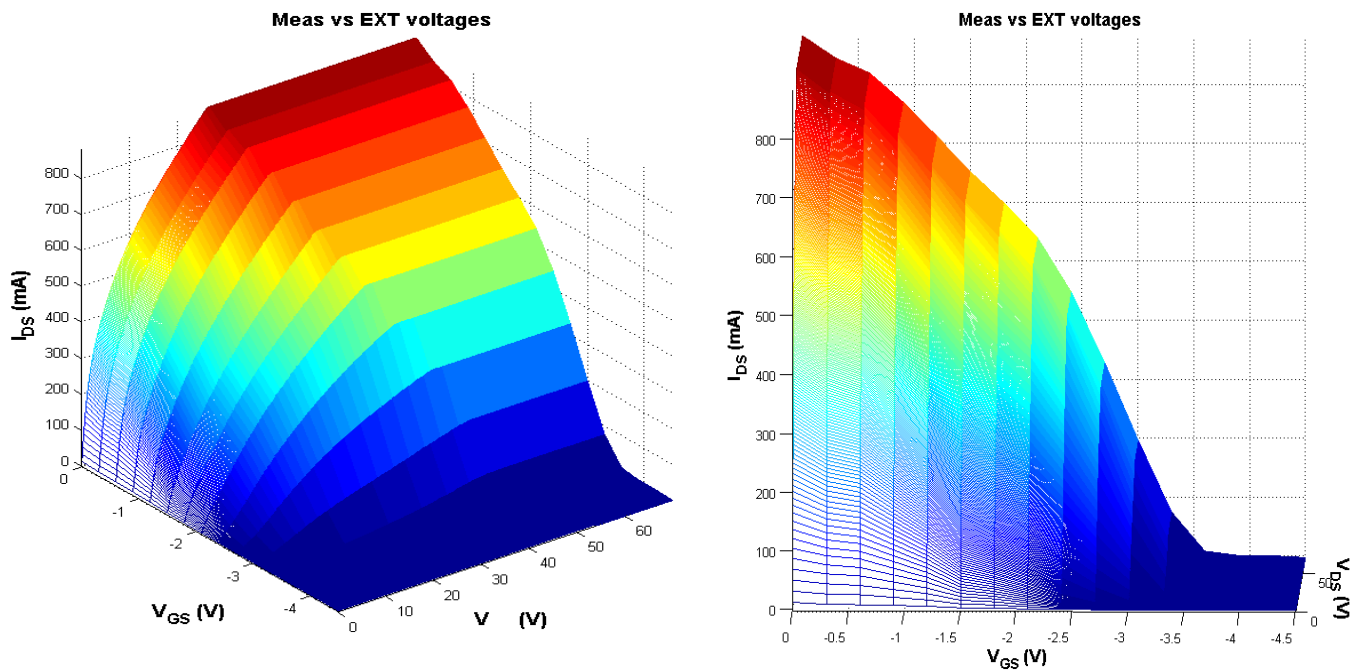


Figure III.2. Figure 3D et 2D du courant d'entre  $I_{DS}$  ( $V_{DS}$ ,  $V_{GS}$ )

La figure III.2 montre le comportement initial du courant  $I_{DS}$  ( $V_{DS}$ ,  $V_{GS}$ ) a l'entrée du transistor ainsi que la tension applique en grille-source et source-drain. Les deux dimensions (2D, 3D) nous permettent de visualise parfaitement les changements linéaire du courant  $I_{DS}$ .

V.2. partie intrinsèques

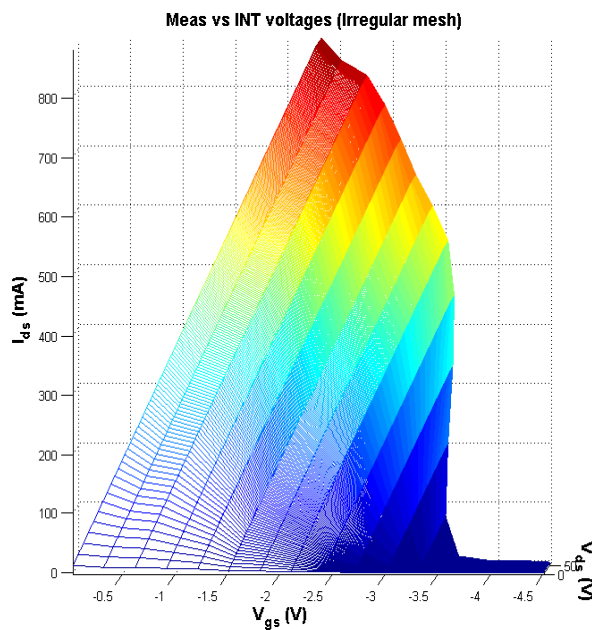
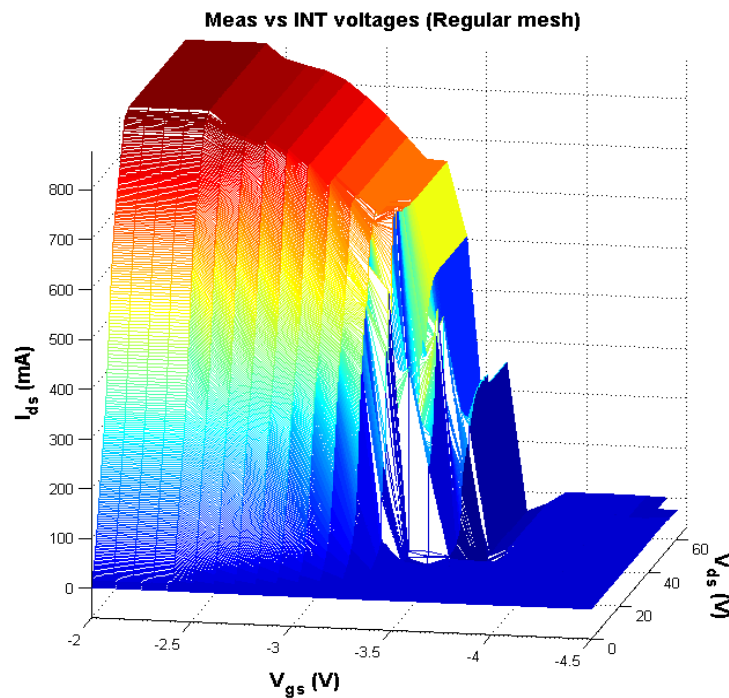


Figure III.3. Simulation  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  a la partie interieure

## Chapitre 3

Cette figure représente le courant  $I_{ds}$  en fonction de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  au borne du la partie intrinsèque apres le transfer du courant  $I_{DS}$ .

On peut clairement remarquer dans le graph du courant  $I_{ds}$ , la déviation de la courbe par rapport a la figure precedente cette déviation produit un écart des valeurs de  $V_{gs}$  résultant une linge droite dans les axe de  $I_{ds}$  c'est-à-dire plusieurs valeurs de  $I_{ds}$  ont la meme valeurs pour  $V_{gs}$



**Figure III.4.** Courant  $I_{ds}$  ( $V_{gs}, V_{ds}$ ) apres l'application de mesh

- Cette figure représente le courant  $I_{ds}$  ( $V_{gs}, V_{ds}$ ) apres l'application de la fonction mesh (maillage) cette fonction a pour but de lisser la courbe en utilisant l'interpolation et l'extrapolation des resultat
- On utilisant le maillage on peut recuperer la premiere partie de la courbe mais on perde une grande partie des données, et cela ne reflète pas le comportement réel du transistor ce qui a mis en danger la fiabilité du modèle.
- Cette destruction de courbe est du au l'influence des elements exterieure sur le transfer du courant  $I_{ds}$  de l'exterieure a l'interieure plus precisamenet la variation des résistances avec l'augmentation de la température

## VI. Amélioration de la modélisation du sources de courant $I_{ds}$

La modélisation de la source de courant non-linéaire drain-source  $I_{ds}$  modélisée dans la partie précédente ne prend pas en compte la variation des résistances avec l'augmentation de la température. Ce qui résulte des résultats de simulation qu'ils ne reflètent pas le vrai comportement du transistor. Dans le but d'améliore la

modalisation de la source de courant  $I_{ds}$  nous proposons un modèle qui prenne en compte l'influence de la température sur les résistances. Et pour cela on propose de définir les résistances d'accès  $R_s$   $R_d$   $R_g$  comme des fonctions qui varie avec la température sous la forme

$$R=R_0+\gamma*R_0*\Delta T$$

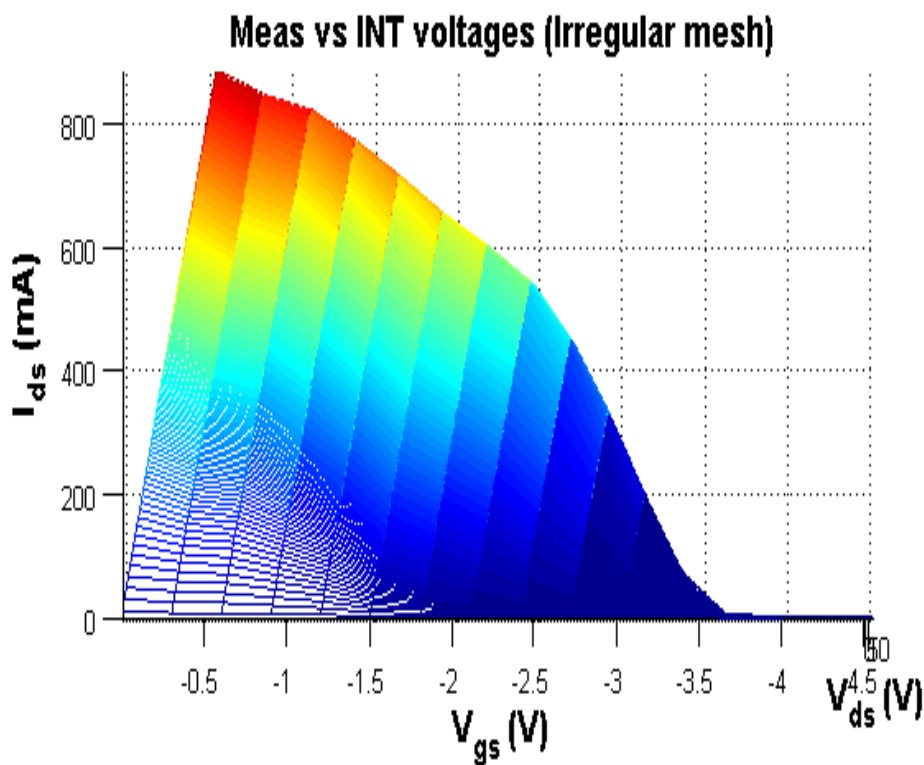
Avec :

$R_0$  : la valeur de la résistance initiale,

$\gamma$  : coefficient de la variation de la résistance avec la temperature

$\Delta T$  : variation de la temperature

#### Résultat et interprétation



**Figure III.5.** Le courant  $I_{ds}$  après l'amélioration

- Cette figure represente le courant  $I_{ds}$  ( $V_{gs}, V_{ds}$ ) après l'application de l'amélioration.
- Après l'amélioration en prenne en compte de la temperature on remarque la linéarité de la courbe , et la transformation total du courant  $I_{ds}$ . Toute valeur de  $V_{gs}$  a une representation en  $I_{ds}$



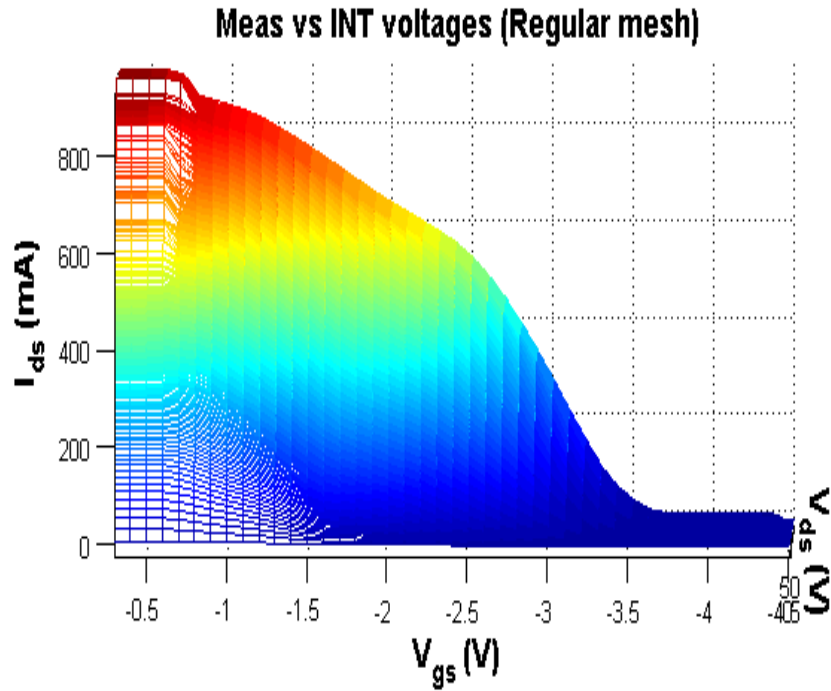


Figure III.6. Le courant Ids après l’amélioration et l’application de la mesh

- La Figure ci-dessus représente le courant Ids ( $V_{gs}, V_{ds}$ ) en application de l’amélioration et de la mesh
- A partir de la figure on peut remarquer que le courant Ids ne présente aucune non-linéarité lors de son transfert à la partie intrinsèque. Après l’application de la mesh sur le courant amélioré on peut voir qu’on a conservé parfaitement la courbe du courant  $I_{DS}$

VII. Etude comparative entre les résultats obtenus et les résultats du modèle adopté :

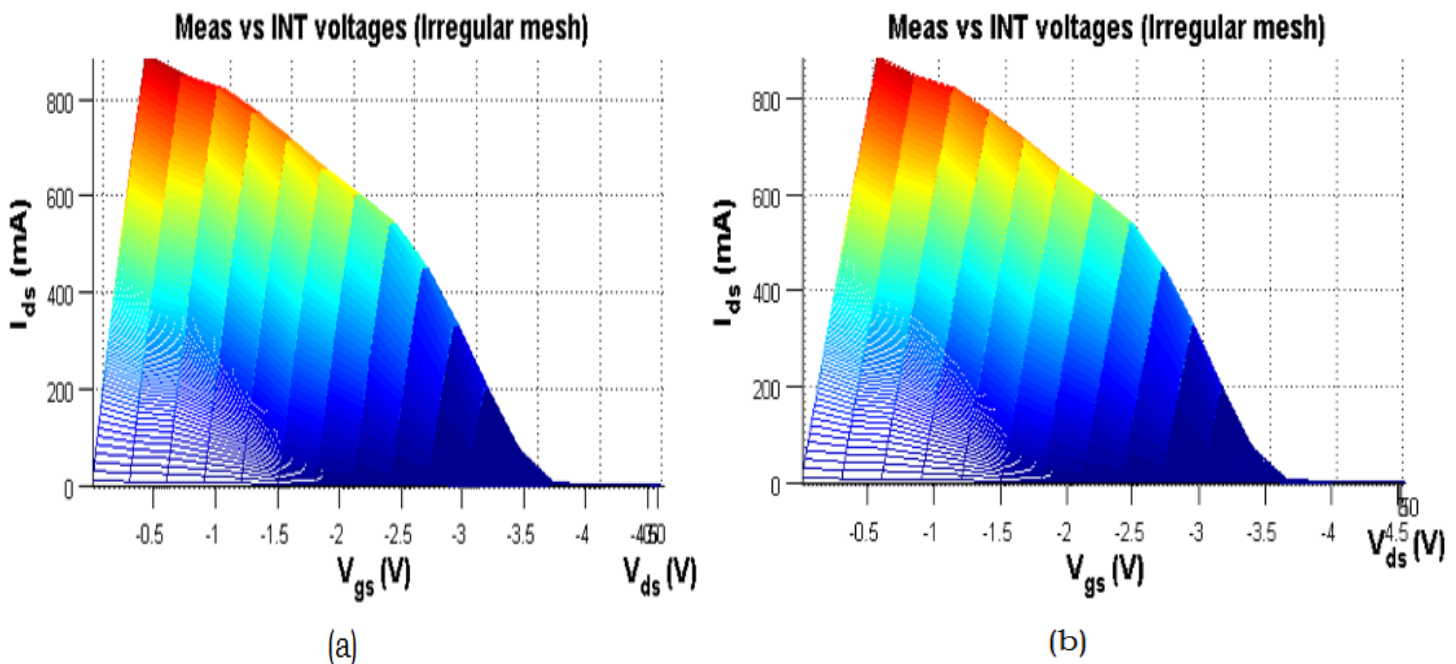
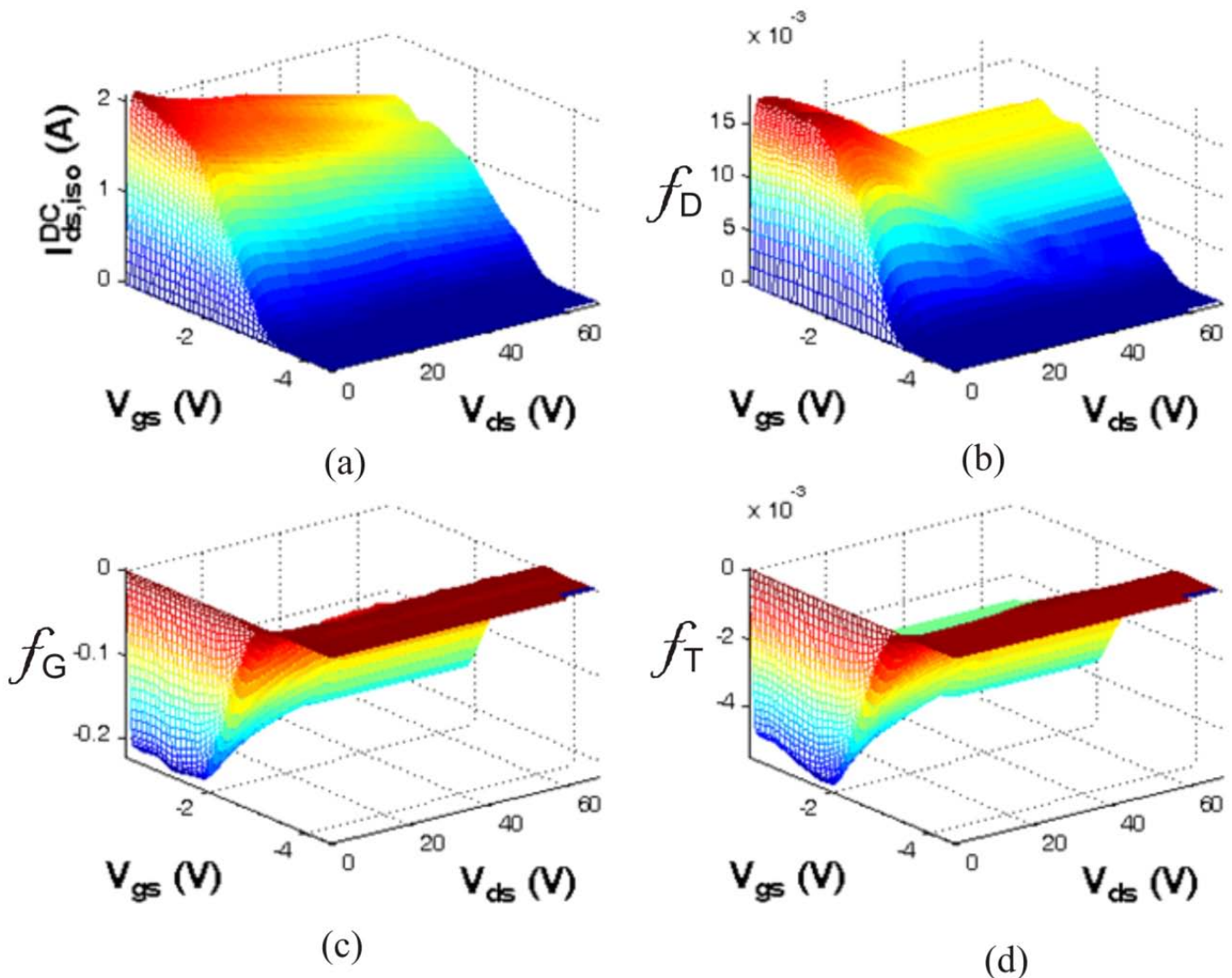


Figure III.7. (a) le courant Ids( $V_{gs}, V_{ds}$ ) du modèle 22 éléments, (b) le courant Ids( $V_{gs}, V_{ds}$ ) de la méthode utilisée.

La figure III.7. Représente le comportement final du courant  $I_{ds}$  après son transfert de la partie extrinsèques vers la partie extrinsèque de notre approche et celle du modèles adopté (modèles 22 éléments), et d'après la figure on peut voir que les résultat obtenu sont très proche des résultat du modèles la courbe garde sa forme initial et ne présente pas des discontinuité ou des déformations et après l'application du mesh on va forcement récupérer la même forme du courant  $I_{DS}$ .

**IIX. Extraction des coefficients des éléments intrinsèques**

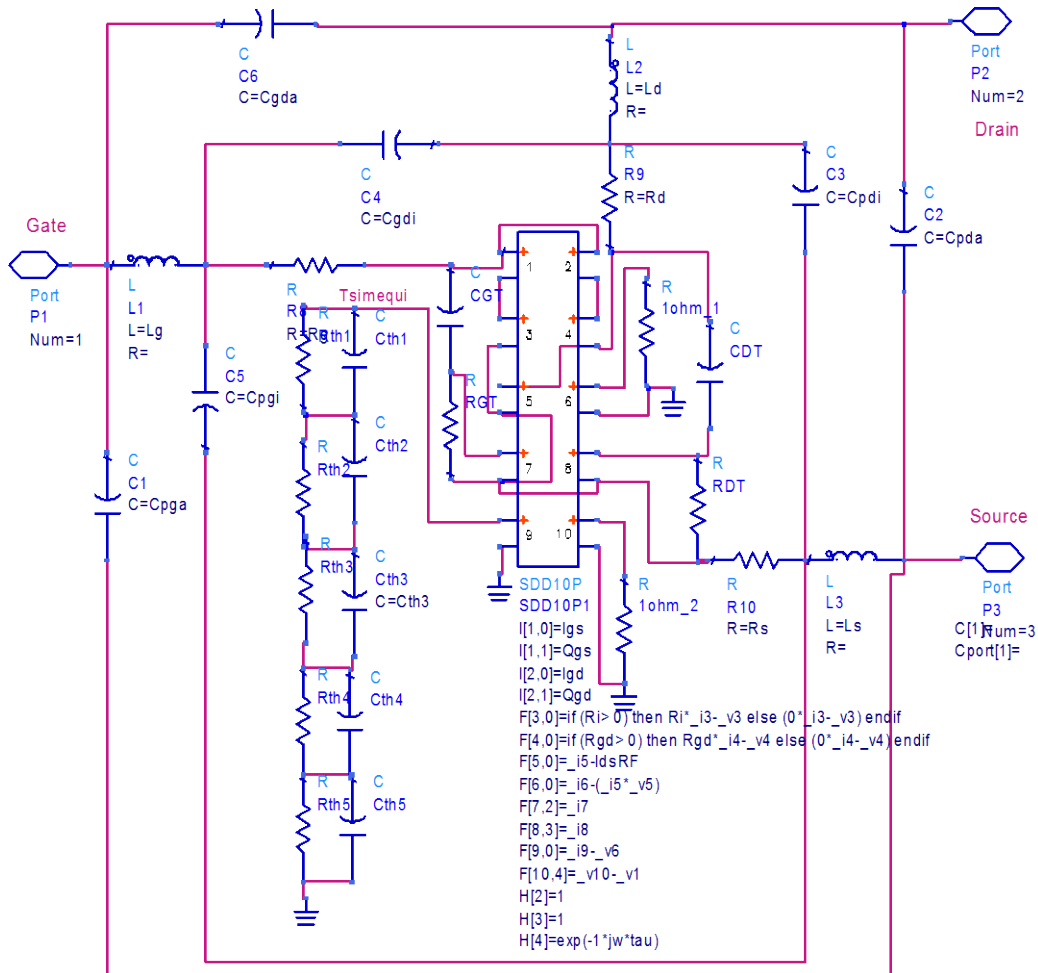
Une étude a été menée pour caractérisé les effets limitatif des éléments intrinsèques (effet thermique et pièges) et qui résulte a trouve les coefficients pour chaque effet.



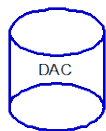
**Figure III.8.** Extraction des paramètres d'ajustement du modèle de courant de drain dispersif dépendant du biais : (a) courant de drain isotherme  $I_{ds,iso}^{DC}(v_{GS}, v_{DS})$ , (b) paramètre de piégeage tampon  $f_D(v_{GS}, v_{DS})$ , (c) paramètre de piégeage en surface  $f_G(v_{GS}, v_{DS})$  et (d) paramètre thermique  $f_T(v_{GS}, v_{DS})$ .

IX. Implémentation du modèle non linéaire large signal dans ADS

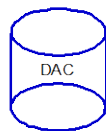
Après l'extraction des paramètres extrinsèques et des paramètres non linéaires de grand signal, tous les données électriques du modèle de grand signal du dispositif AlGaIn/GaN HEMT de haute puissance sont disponibles pour construire le modèle de grand signal décrit dans la figure III.9.



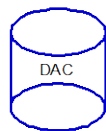
Read the parameters of the Ids model



DataAccessComponent  
 DAC12  
 File=File\_Ids  
 iVar1="Vgs"  
 iVal1=Vgs  
 iVar2="Vds"  
 iVal2=Vds



DataAccessComponent  
 DAC6  
 File=File\_Ids  
 iVar1="Vgs"  
 iVal1=Vgs  
 iVar2="Vds"  
 iVal2=Vds



DataAccessComponent  
 DAC1  
 File=File\_Ids  
 iVar1="Vgs"  
 iVal1=Vgs  
 iVar2="Vds"  
 iVal2=Vds



DataAccessComponent  
 DAC13  
 File=File\_Ids  
 iVar1="Vgs"  
 iVal1=Vgs  
 iVar2="Vds"  
 iVal2=Vds

Figure III.9. Implémentation du modèle HEMT GaN à grands signaux dans le logiciel ADS® : (a) mise en œuvre d'éléments extrinsèques regroupés à grand signal et de dispositifs intrinsèques définis symboliquement (SDD), y compris le sous-circuit thermique du 5e ordre. (b) Échantillon de composant d'accès aux données (DAC).

Le modèle à grand signal de la figure III.9 est mis en œuvre dans le système de conception avancée d'Agilent, ADS®, comme le montre la figure III.9. Les paramètres extrinsèques extraits, sont des paramètres à valeur unique et peuvent être présentés par éléments groupés. Par conséquent, les éléments extrinsèques Cpga, Cpda, Cgda, Lg, Ld, Ls, Cpgi, Cpdi, Cgdi, Rg, Rd et Rs sont représentés par des éléments passifs regroupés.

Les paramètres non linéaires fG, fD et fT du courant de drain, qui dépendent du biais d'ajustement, sont écrits dans des tableaux de recherche par rapport à l'ensemble orthogonal de Vgs et Vds dans un fichier de sortie. Ils sont implémentés dans l'un des formats de fichier standard lus par ADS®, comme le format de fichier CITI.

Pendant le processus de simulation dans l'ADS®, ces tables de recherche (fichiers de données) sont accessibles à l'aide d'un lecteur de fichiers DAC (Data Access Components) polyvalent.

### X. Conclusion :

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté une généralité sur le logiciel ADS utilisé pour l'implémentation du modèle. Nous avons illustré l'organigramme suivi dans notre travail et le schéma équivalent du transistor avec ses paramètres extraits. Ensuite nous avons présenté la forme générale du courant  $I_{ds}$  avec tous ses paramètres dépendants.

Puis, la deuxième partie du chapitre s'est focalisée sur la modélisation de la source de courant du modèle non-linéaire électrothermique d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN. Nous avons remarqué la non-linéarité du courant et la nécessité d'une amélioration à la modélisation. Cette méthode de modélisation est basée essentiellement sur des améliorations à la partie extrinsèque dont le principe de fonctionnement a également été décrit dans ce chapitre.

Bien que cette modélisation non-linéaire électrothermique permette de reproduire certaines caractéristiques de sortie de ces composants, elle reste cependant insuffisante pour des transistors HEMTs en technologie GaN au sein desquels les phénomènes de pièges et la température ont un impact très fort sur les performances en puissance.

La dernière partie du chapitre a présenté l'implémentation du modèle dans le logiciel ADS.

# **Conclusion générale**

### Conclusion Générale

L'utilisation de matériaux grand gap, et tout particulièrement l'emploi du nitrure de gallium semble être une solution intéressante pour la génération de puissance aux fréquences microondes. Malgré une activité importante autour de ces nouvelles technologies, leurs utilisations ne sont pas encore exhaustives et la production de grands volumes se fait attendre. De plus, les transistors de type HEMT plus matures possèdent toujours le meilleur rapport performances en puissance/fréquence élevée.

La présence des effets dispersifs liés aux variations thermiques, aux pièges et aux phénomènes d'avalanche rend difficile la conception de circuits hyperfréquences destinés aux applications de puissance, systèmes de communication par satellite, des stations de bases cellulaires. La simulation précise de telles applications exige des modèles non linéaires complets et capables de prédire le comportement électrique d'un circuit quelles que soient la fréquence de fonctionnement et les conditions de polarisations. Pour cela, les modèles doivent être fiable et le moins complexe possible.

Dans le premier chapitre, nous avons étudié les différents paramètres électriques et physiques du nitrure de gallium, justifiant de son intérêt pour des applications de puissance haute fréquence et large bande. Cette technologie s'annonce comme très prometteuse mais elle n'est actuellement pas totalement mature. En effet, la réalisation d'éléments passifs et de trous métallisés par exemple reste mal maîtrisée. Dans ce même chapitre, nous avons étudié le principe de fonctionnement du transistor HEMT ainsi que ses caractéristiques électriques et ses figures de mérite.

Le second chapitre, nous a permis de présenter les différentes topologies principalement employées pour la modélisation linéaire et non linéaire, notamment les différentes topologies de la modélisation transistor HEMT. Nous avons par la suite développé les étapes de la modélisation, ainsi que les modèles large signal existants.

Le dernier chapitre, qui présente tous les résultats de simulation de notre travail. On a appliqué l'amélioration de la modélisation de la source de courant. Puis on a simulé le courant Id optimisé en tenant compte les effets de la température sur les résistances extrinsèque. Ensuite on a effectué étude comparative entre les résultats obtenus et le modèle du 22 élément développé à Kassel University. La dernière partie de ce chapitre a été réservée à l'implémentation du modèle dans le logiciel ADS.

### Référence

- [1] Sandra DE MEYER « 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. » Université de Limoges. Thèse N° :26-2005
- [2] Stéphanie RENNESSON « Développement de nouvelles hétérostructures HEMTs à base de nitrure de gallium pour des applications de puissance en gamme d'ondes millimétriques » UNIVERSITE de Nice Sophia-Antipolis. Thèse 2013 p11
- [3] Touati Zine-eddine « Contribution à la modélisation non linéaire et l'optimisation des transistors à effet de champ à hétérojonction par des méthodes intelligentes » Université Mohamed Khider Biskra. Thèse 2019 p27
- [4] Melle ABDELMOUMENE Mestaria « Etude et modélisation d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN » Université Abou-Bakr Belkaïd-Tlemcen. Thèse 2012 p18-19
- [5] Guillaume CALLET « Caractérisation et Modélisation de Transistors HEMT AlGaIn/GaN et InAlN/GaN pour l'Amplification de puissance en Radio-Fréquences » Université de Limoges. Thèse N° :65-2011
- [6] Hamaizia zahra « Conception d'un amplificateur faible bruit LNA a base d'un transistor a effet de champ a heterojonction HEMT » Université Mohamed Khider Biskra 2011
- [7] BOUTITA LAKHDAR « Modélisation des effets de la contrainte en surface et étude des effets thermiques dans les composants à base GaN » Université Mentouri constantine. Thèse 2008
- [8] OANA LAZAR « Analyse et modélisation des mécanismes de dégradation de grille des transistors a haute mobilité électronique HEMT de type AlGaIn/GaN » Université Paul Sabatier Toulouse. Thèse 2018
- [9] IKRAM El MAKOUDI « Etude et fabrication de transistors a enrichissement de la filière InAlAs/InGaAs pour applications millimétriques faible bruit » Université de Lille 1 .Thèse n° :20257-2010.
- [10] SAMIR DAHMANI « Large-Size AlGaIn/GaN HEMT Large-Signal Electrothermal Characterization and Modeling for Wireless Digital Communications » Université de Kassel. Thèse 2011
- [11] Flavie ELMAZOVA « CONTRIBUTION A L'ETUDE DE L'AMPLIFICATION DE PUISSANCE EN TECHNOLOGIE GAN PAR LA TECHNIQUE DE SUIVI D'ENVELOPPE » UNIVERSITÉ DE LIMOGES. Thèse N°91-2011 p33



- [12] Flavie ELMAZOVA « CONTRIBUTION A L'ETUDE DE L'AMPLIFICATION DE PUISSANCE EN TECHNOLOGIE GAN PAR LA TECHNIQUE DE SUIVI D'ENVELOPPE » UNIVERSITÉ DE LIMOGES. Thèse N°91-2011 p34-36
- [13] Touati Zine-eddine « Contribution à la modélisation non linéaire et l'optimisation des transistors à effet de champ à hétérojonction par des méthodes intelligentes » Université Mohamed Khider – Biskra These 2019 P31-37
- [15] Cyril LAGRDE « Modélisations de transistor de puissance en technologie GaN: conception d'un amplificateur de type doherthy pour les émetteurs a puissance adaptative » UNIVERSITE DE LIMOGES. Thèse n°XX-2006 p.32-39
- [16] Zhang Wen, Yuehang Xu\*, Qingzhi Wu, Yong Zhang, Ruimin Xu, and Bo Yan. A New Compact Model for AlGaIn/GaN HEMTs Including Self-Heating Effects. University of Electronic Science and Technology of China. 2017.P 252
- [17] WooseokLee,HyunukKang,SeokgyuChoi,SangminLee,HosangKwon,KeumcheolHwang, Kang-Yoon Lee and YoungooYang. Scaled GaN-HEMT Large-Signal Model Based on EM Simulation. Korea. 2020.P 1
- [18] Loris Pace. Caractérisation et Modélisation de Composants GaN pour la Conception de Convertisseurs Statiques Haute Fréquence. Université de Lille, France. 2019. P25
- [19] Yahya Bader Khawam. EXTENDED BEHAVIORAL MODELING OF FET AND LATTICEMISMATCHED HEMT DEVICES. American University of Sharjah. College of Engineering. Sharjah, United Arab Emirates. January 2016. P15
- [20] TAMOUM Mohammed. Caractérisation Fine et Modélisation Non-Linéaire des Transistors MOSFET. Université Ferhat Abbas, Sétif. 2013 p 45-46
- [21] TAMOUM Mohammed. Caractérisation Fine et Modélisation Non-Linéaire des Transistors MOSFET. Université Ferhat Abbas, Sétif. 2013 p 48
- [22] Wafa Khelifi. Modélisation multi-ports des transistors hyperfréquences. Electronique. Université de Limoges, 2018. Français. NNT : 2018LIMO0100. tel-02057997.p26
- [23] WafaKhelifi. Modélisation multi-ports des transistors hyperfréquences. Electronique. Université de Limoges, 2018. Français. NNT : 2018LIMO0100. tel-02057997.p29
- [24] T. Gasseling. Using the PNA-X to improve Load Pull Accuracy and Shorten Measurement Time.AMCAD Engineering. 2011.p11
- [25] S.Dellier. Innovative methodologies for transistor compact model extraction.AMCAD Engineering, 1 Av. d'Ester Technopole, 87069 Limoges – France 2011.p27
- [26] Guillaume CALLET. Caractérisation et Modélisation de Transistors HEMT AlGaIn/GaN et InAlN/GaN pour l'Amplification de puissance en Radio-fréquences. UNIVERSITE DE LIMOGES. 2011.P113

- [27] Seifeddine Fakhfakh. Nouvelles méthodes de caractérisation et de modélisation non-linéaire électrothermique des effets de piège dans la technologie HEMT GaN pour l'étude de la stabilité pulse à pulse dans les applications radar. Electronique. Université de Limoges, 2018. Français. NNT : 2018LIMO0103. tel-02023049.P43
- [28] Seifeddine Fakhfakh. Nouvelles méthodes de caractérisation et de modélisation non-linéaire électrothermique des effets de piège dans la technologie HEMT GaN pour l'étude de la stabilité pulse à pulse dans les applications radar. Electronique. Université de Limoges, 2018. Français. NNT : 2018LIMO0103. tel-02023049.P45-46.
- [29] Preethi Someswaran. Large Signal Modelling of AlGaIn/GaN HEMT for Linearity Prediction. The Ohio State University. 2015. P28-29
- [30] Yan Wang Wenyuan Zhang. An Angelov Large Signal Model and its Parameter Extraction Strategy for GaAs HEMT. Tsinghua University. 2018. P 10-12
- [31] Wilfried DEMENITROUX. Caractérisation avancée et nouvelles méthodologies de modélisation des technologies GaN pour la conception d'amplificateurs de puissance large bande et haut rendement aux fréquences RF et microondes. Université de limoges, 2011. P37
- [32] Langley, Derrick, "AlGaIn/GaN HEMT Topology Investigation Using Measured Data and Device Modeling" (2007). Wright State University. P29
- [33] Hamaizia Zahra « Conception d'un amplificateur faible bruit LNA a base d'un transistor a effet de champ a hétérojonction pHEMT » . Université Mohamed Khider Biskra .Thèse2011 p16
- [34] ABDELMOUMENE Mestaria « Etude et modélisation d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN ». Université Abou-Bakr Belkaïd-Tlemcen.These2012 p131
- [35] G. KOMPA « Large signal modeling of GaN HEMT for linear power amplifier design ». Kassel university press 2008 p29