

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

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

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Filière Télécommunication

Spécialité Système de télécommunication

Présenté par

FADENE Oussama Mohamed Hamza

&

HAYA Imed Eddine

Modélisation de la dégradation due aux pièges pour les composants actifs radio fréquence

Proposé par : Dr. Samir DAHMANI

Année Universitaire 2019-2020

Remerciements

Ces travaux de recherche ont été effectués au sein du laboratoire d'électronique de l'université Saad Dahleb Blida

Mon travail touche à sa fin et c'est pour moi l'occasion de remercier toutes les personnes qui ont contribué à son aboutissement.

En premier lieu, on tient à remercier le Docteur **DAHMANI** pour sa confiance. Nos remerciements s'adressent aussi aux collègues de section ST qui par leur bonne humeur ont contribué à maintenir une bonne ambiance de travail.

On voudrait également remercier très sincèrement toute nos familles pour leurs encouragements, leur soutien et leur gentillesse tout au long de ces années.

On dédie cette mémoire à nos parents qui tout au long de notre parcours scolaires était avec nous.

تعتبر الترانزستورات عالية الحركة الالكترونية غير متجانسة البنية (**Hemt**) ذات أساس آزوتي من نوع **AlGaIn/GaN** من بين أفضل الأنواع المستخدمة في الترددات المرتفعة، الاستطاعة، و الحرارة المرتفعة. لهذا المركب فوائد ذاتية تكمن في توتر الانفصام و سرعة التشبع العاليتين، ذات ثبات جيد و عالي في المجال الحراري و الكيميائي.

الهدف من مشروع التخرج هو تقديم دراسة مفصلة عن عمل الترانزستورات **HEMT** ب **GaN** من أجل محاكاة الخصائص الثابتة للبنية المتغيرة **AlGaIn/Ga**. لقد قمنا بفحص تأثير بعض العوامل التكنولوجية التي تؤثر الأداء الجيد للترانزستور مثل **Deep trap** و **Surface trap**. نفذ هذا العمل بمساعدة برنامج المحاكاة "ADS" من مؤسسة "Keysight".

الكلمات الرئيسية : ترانزستور (**HEMT**)، نثرات القاليوم (**GaN**)، نثرات الالمينيوم القاليوم (**AlGaIn**)، **Deep trap**، **Surface trap**، **ADS**.

Résumé

A l'heure actuelle, les transistors à hétérostructures **HEMT** (High Electron Mobility Transistor) à base de nitrure type **AlGaIn/GaN** apparaissent comme les meilleurs candidats pour les applications hyperfréquences, de puissance, et haut température. Les avantages intrinsèques de ces transistors résident dans une tension de claquage et une vitesse de saturation élevée, une grande linéarité, une bonne stabilité à haute température, une grande stabilité chimique.

L'objectif de ce projet de fin d'études est de présenter une étude détaillée sur le fonctionnement du transistor **HEMT** en **GaN** afin de simuler les caractéristiques statiques de l'hétérostructure **AlGaIn/GaN**. Nous avons examiné l'influence de certains paramètres technologiques qui impactent les performances du transistor tels que les pièges du drain (**Deep trap**) et de la grille (**Surface trap**). Ce travail a été réalisé à l'aide du logiciel "ADS" de la société Keysight.

Mots clés : Transistor **HEMT**, Nitrure de gallium (**GaN**), Nitrure d'aluminium de gallium (**AlGaIn**) , **Deep trap**, **Surface trap**, **ADS**.

Abstract

At present, the heterostructures **HEMT** transistors (High Electron Mobility Transistor) of **AlGaIn/GaN** type are the best candidates for the ultra high frequencies applications, high power, and high temperature. The intrinsic advantages of these transistors lie in a large breakdown voltage and a high saturation velocity of electrons, a great linearity, a good stability at high temperature, a great chemical stability.

The objective of this end-of-study project is to present a detailed study on the operation of the **HEMT** transistor in **GaN** in order to simulate the static characteristics of the **AlGaIn/GaN** heterostructure. We examined the influence of certain technological parameters that affect transistor performance such as the traps of the drain (**Deep trap**) and the grid (**Surface trap**). This work was carried out using Keysight's software "ADS".

Keywords : High Electron Mobility Transistor (**HEMT**), Gallium nitride (**GaN**), Gallium aluminum nitride (**AlGaIn**), **Deep trap**, **Surface trap**, **ADS**.

Table des matières

Remerciements	
Table des matières.....	
Liste des figures.....	
Introduction générale.....	1



CHAPITRE I : Le transistor HEMT

I-1 Introduction.....	3
I-2 Généralité sur le nitrure de galium (GaN)	4
I-2-1 Propriétés structurales	4
I-2-1-1 Structure blende de zinc.....	4
I-2-1-2 Structure wurzite	5
I-2-2 Croissance et dopage du GaN.....	7
I-3 Transistors à effet de champ.....	7
I-3-1 Présentation générale.....	7
I-3-2 MESFET	8
I-3-3 HEMT.....	8
I-3-3-1 HEMT AlGa _N /Ga _N	9
I-4 Principe de l'hétérojonction	9
I-5 Généralités sur les transistors à haute mobilité HEMT	11
I-5-1 Historique	11
I-5-2 Structure physique d'un transistor HEMT AlGa _N /Ga _N	12
I-5-3 Principe de fonctionnement	14
I-5-4 Formation et expression du 2DEG.....	15
I-6 Impact de la polarisation sur l'hétérostructure AlGa _N /Ga _N	16
I-7 Polarisation spontanée et piézoélectrique	17

I-8 Les caractéristiques électriques	19
I-8-1 Courant drain-source I_{ds}	19
I-8-2 Transconductance.....	20
I-8-3 Conductance de sortie	20
I-9 Conclusion	20

CHAPITRE II : Modélisation d'un transistor HEMT

II-1 Introduction	21
II-2 Principes fondamentaux de la modélisation des transistors HEMTs	21
II-3 Schéma équivalent électrique petit signal	25
II-4 Modélisation des grands signaux de HEMT.....	29
II-4-1 Sources de non linéarité	30
II-4-1-1 Transconductance non linéaire (g_m).....	30
II-4-1-2 Capacité non linéaire (C_{gs} , C_{gd} et C_{ds})	30
II-4-1-3 G_{DS} non linéaires.....	31
II-4-2 Modèles de grands signaux existants	32
II-5 Modélisation de la charge non linéaire	34
II-6 Effets limitatifs dans les HEMTs GaN	34
II-6-1 Phénomènes de pièges	34
II-6-1-1 Pièges de substrat.....	35
II-6-1-1 Pièges de surfaces	37
II-6-2 Caractérisation des pièges par mesure du courant transitoire	37
II-6-3 Modèle de la grille virtuelle	40
II-7 Conclusion.....	41

CHAPITRE III : Résultats et interprétations

III-1 Introduction.....	42
III-2 Description du logiciel ADS	42
III-3 Modélisation des courants de drainage	43
III-3-1 Modèle de courant de drainage basé sur un tableau dispersive	43
III-4 Résultats et interprétations.....	44
III-4-1 Caractérisation de l'effet dispersif du au piégeage des portes (grille).....	44

III-4-2	Caractérisation de l'effet dispersif du piégeage du drain	45
III-4-3	Extraction de la constante de temps du piégeage de surface	46
III-4-3-1	Calcul de la capacité de la grille C_{GT}	47
III-4-4	Extraction de la constante de temps du piégeage du drain	47
III-4-4-1	Calcul de la capacité de la grille C_{DT}	48
III-5	Extraction des coefficients de raccord du modèle courant	48
III-6	Mise en œuvre du modèle à grand signal dans ADS	49
III-6-1	Vérification des paramètres S du modèle	53
III-6-2	Prédiction de la distorsion de l'intermodulation à deux tons	54
III-7	Conclusion	55
	Conclusion générale	56
	Références bibliographiques	57

Liste des figures

CHAPITRE I : Le transistor HEMT

Figure I.1: Structure cristalline blende de zinc du GaN	13
Figure I.2: Structure cristalline hexagonale du GaN.....	13
Figure I.3: Schéma de la structure wurzite à face Ga et à face N.....	13
Figure I.4: Transistor à effet de champ à grille Schottky, le MESFET	13
Figure I.5: Niveaux d'énergie des matériaux mis en jeu dans l'hétérojonction.....	13
Figure I.6: Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction AlGa _N /Ga _N pour une tension appliquée nulle.....	13
Figure I.7: Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction AlGa _N /Ga _N pour une tension appliquée non nulle.....	13
Figure I.8: Structure physique de base d'un HEMT AlGa _N /Ga _N	15
Figure I.9: Structure de bande d'une hétérojonction en présence d'un potentiel de grille.....	13
Figure I.10: Schéma de la structure AlGa _N /Ga _N	20
Figure I.11: L'hétérostructure AlGa _N /Ga _N	13
Figure I.12: Structure Schéma de la distribution des charges et diagramme énergétique de la bande de conduction de l'hétérostructure AlGa _N /Ga _N	13
Figure I.13: Sens des polarisations pour les faces Ga et N des HEMTs AlGa _N /Ga _N sous contrainte	13

CHAPITRE II : Modélisation d'un transistor HEMT

Figure II.1: Identification des paramètres intrinsèques et extrinsèques issus de la structure physique du HEMT et utilisés dans la modélisation phénoménologique.....	35
Figure II.2: Schéma petit signal du transistor HEMT pour un point de polarisation de repos donné.....	46
Figure II.3: Chronologie des étapes de la modélisation de HEMT utilisé pour l'amplification de puissance.....	48
Figure II.4: Schéma équivalent petit signal d'un HEMT.....	49
Figure II.5: Schéma Schéma équivalent petit signal à $V_{ds}=0$ et $V_{gs} \ll V_p$	49
Figure II.6: Transformation du modèle π en T.....	49
Figure II.7: Influence de la capture des électrons par des pièges de substrat.....	49
Figure II.8: Influence de l'émission d'électrons par des pièges de substrat.....	49
Figure II.9: Phénomène de « gate-lag ».....	49
Figure II.10: Comparaison des énergies d'activation des pièges avec d'autres travaux.....	49
Figure II.11: Structure physique d'un transistor AlGaIn/GaN HEMT avec une couche de passivation.....	49
Figure II.12: Illustration des effets de la grille virtuelle. Les états de surfaces occupés déplète partiellement le canal dans la région grille-drain.....	49

CHAPITRE III : Résultats et Interprétations

Figure III.1: Mesures $I(V)$ pulsées pour caractériser le piégeage de surface d'un HEMT.....	44
Figure III.2: Mesures $I(V)$ pulsées pour caractériser le piégeage par tampon d'un HEMT....	45
Figure III.3: Extraction de la constante de temps du piégeage de surface (la grille).....	46
Figure III.4: Extraction constante du temps de piégeage de tempon (drain).....	47
Figure III.5: Paramètres de raccord du modèle de courant de drain dispersant dépendant du point de polarisation.....	48
Figure III.6: Modèle HEMT à grand signal, a) modèle HEMT complet, b) mode intrinsèque à grand signal.....	50

Figure II.7: Implémentation du modèle HEMT GaN à grands signaux dans le logiciel ADS : (a) éléments extrinsèques à grand signal regroupés et dispositif intrinsèque défini symboliquement (SDD) y compris le sous-circuit thermique de 5e ordre. b) Exemple d'accès aux données composante (CAD) 51

Figure III.8: Vérification du paramètre S du modèle à grand signal 52

Figure III.9: Réponse du signal à deux tons pour les conditions d'exploitation classe-AB ($V_{GS0} = -3V$, $V_{DS0} = 45V$, $I_{DS0} = 190\text{ mA}$) 54

Liste des Abréviations

HEMT	High electron mobility transistor
HF	High frequency
GaAs	Arséniure de Gallium
GaN	Nitride de Gallium
2DEG	Two dimensional electron gaz (le gaz bidimensionnel d'électrons)
Ga	Le Gallium
N	Le Nitride
MOCVD	Metal Organic Chemical Vapor Deposition
MBE	Molecular Beam Epitaxy
AlN	Le nitride d'aluminium
MOVPE	Metal Organic Vapor Phase Epitaxy
Si	Silicium
MESFET	Metal Semiconductor Field Effect Transistor
InP	phosphure d'indium
Δ_{EC}	La discontinuité de la bande de conduction
Δ_{EG}	La différence de largeur de bandes interdites
Δ_{Ev}	Les discontinuités de bande de valence
Δ_{Ei}	Différence de largeur de bandes interdites
Hemts	High Electron Mobilité Transistor Schottky
I_{ds}	Courant entre le drain et la source
V_{gs}	Tension grille-source
V_{ds}	Tension drain-source

g_m	Transductance
g_d	Conductance du drain
CAO	Conception assisté par ordinateur
ADS	Advanced Design System
R_i	La résistance intrinsèque
C_{gs}	Capacité grille-source
C_{gd}	Capacité grille-drain
C_{ds}	Capacité drain-source
L_g	Inductance métallique de la grille
L_s	Inductance métallique de la source
L_d	Inductance métallique du drain
R_g	Résistance extrinsèque de la grille
R_s	Résistance extrinsèque de la source
R_d	Résistance extrinsèque du drain
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
FET	Transistor à effet de champs
P_{diss}	La puissance dissipée
C_{pg}, C_{pd}	Les capacités parasite ou plot de la grille et du drain
Q_{gs}	La charge grille-source
I_{gs}	Courant grille-source
Q_{gd}	La Charge grille-drain
I_{dg}	Courant drain-grille
RF	Radio Frequency
Hspice	Hailey-Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
FDTD	Finite Difference Time Domain
dB	L'unité de mesure logarithmique du rapport de deux puissances connues
DSP	Digital Signal Processor
MMIC	Monolithic microwave integrated circuit
τ	Le retard ou temps de transit
DAC	Data Access Component
SSD	Symbolically Defined Device
IMD	La distortion d'intermodulation

Cette dernière décennie a vu apparaître de grandes innovations dans le domaine des télécommunications numériques qui comprend aussi bien la téléphonie mobile, les communications par satellites, les applications Radars, les transmissions de données sans fils... Cet essor technologique ne cesse de progresser et de gagner du terrain. Ainsi, le développement spectaculaire notamment des communications mobiles au cours des dernières années a conduit à une recherche de technologies robustes et fiables, à des coûts relativement raisonnables dans le domaine de l'électronique. Les études développées dans le cadre de nouveaux marchés militaires et civils sont à l'origine d'une évolution importante de tous les secteurs d'activités de l'électronique hyperfréquence.

Cette évolution est essentiellement dirigée vers le choix de nouvelles technologies autorisant en particulier des densités de puissance importantes et l'optimisation des composants actifs, intégrés dans de nombreux systèmes.

Ces dernières années, le transistor HEMT à base d'hétérostructure AlGaIn/GaN fait l'objet d'intenses recherches et investigations. Celles-ci ont montré l'efficacité de ce composant pour des applications hyperfréquences nécessitant des tensions et des puissances élevées. De part ses mobilités électroniques élevées et un fonctionnement aux hautes températures exigé pour certains dispositifs, les transistors HEMTs laissent espérer des applications aussi diverses tels que l'émetteurs-récepteurs radar HF, télécommunications terrestres, communications par satellite. Les performances de ce composant dépendent entre autre de la bonne qualité de sa couche active constituée d'une phase hexagonale de type wurtzite qui présente un champ électrique interne important résultant des propriétés de polarisations spontanée et piézoélectrique du matériau même pour des structures non dopées, permettant ainsi de constituer le gaz bidimensionnel (2-DEG) induit par les effets de polarisation nécessaire au fonctionnement du composant.

Les travaux développés dans ce mémoire portent sur l'étude de l'effet de piège sur les performances statiques du transistor HEMT à hétérostructure AlGaIn/GaN. En effet, Le phénomène de « Gate-lag » Les pièges de surface sont à l'origine de ce phénomène. Ils apparaissent lorsque la commande de grille passe d'un état de pincement à un état de conduction, ce qui se traduit par des états transitoires sur le courant de drain. Ce phénomène affecte surtout les circuits numériques fonctionnant à grande vitesse. En conséquence, elle constitue l'un des principaux facteurs limitant les performances physiques et électriques des FETs et son influence sur la fiabilité de ce composant est peu connue.

Ce mémoire se divise en trois chapitres :

Le premier chapitre est destiné à la description générale du transistor HEMT, et au principe de fonctionnement du HEMT. Nous avons étudié leurs principes d'hétérojonction, ainsi que leurs caractéristiques physiques en se basant sur leur structure physique.

Le second chapitre, est consacré à différentes approches pouvant être utilisées pour la réalisation de modèles de composants HEMT. Le modèle phénoménologique retenu a été rapproché des paramètres technologiques dans le cas d'une variation du développement total du composant étudié.

Le troisième chapitre, expose les résultats de simulation obtenus nous avons pu voir qu'une caractérisation complète d'un transistor reposant sur une structure AlGaN/GaN a permis de démontrer les fortes potentialités de cette filière pour des applications haute fréquence de puissance.

Enfin, une conclusion général établies à la fin de ce mémoire.

I.1 Introduction

Les composants actifs sont les éléments de base de la conception de circuits intégrés monolithiques microondes. Les éléments actifs sont constitués de transistors et de diodes. Aujourd'hui, on doit concevoir des transistors et des diodes capables de répondre aux besoins en termes de puissance et de montée en fréquence.

Les matériaux semi-conducteurs III-N sont de bons candidats pour la fabrication de ces types de transistors et de diodes. Les matériaux semi-conducteurs III-N présentent plusieurs avantages tels qu'une large bande interdite, une grande stabilité chimique, des propriétés mécaniques exceptionnelles ainsi que d'autres propriétés physiques remarquables. Ces semi-conducteurs possèdent les qualités indispensables pour fabriquer des composants de puissance.

Durant plusieurs années, les recherches ont été consacrées aux HEMT (High Electron Mobility Transistors) à base de GaAs à cause de ses propriétés électriques et physiques, son utilisation dans les applications à haute puissance s'avère limitée d'où les chercheurs s'intéressent à d'autres matériaux à base de Nitrure, en particulier le nitrure de gallium GaN dont les propriétés physiques, électroniques, et structurales sont importantes [1].

Ce chapitre sera structuré en deux parties :

Dans la première partie nous présenterons les techniques de croissance des matériaux nitrure de gallium.

Dans la deuxième partie nous présenterons des notions générales sur les transistors à haute mobilité HEMT avec une description de leurs différentes couches. Ensuite, on expliquera son principe de fonctionnement basé sur les propriétés de haute mobilité d'un gaz d'électron bidimensionnel 2DEG (Two Dimensional Electron Gas) [2].

I.2 Généralité sur le nitrure de gallium (GaN)

Le nitrure de gallium GaN est un matériau sur lequel les recherches ont commencé dans les années 60. Cependant le développement des nitrures a été limité par la mauvaise qualité obtenue et par la difficulté du dopage (p). Néanmoins avec l'évolution des recherches, on arrive aujourd'hui à obtenir un GaN de bonne qualité ainsi qu'une mise au point d'un dopage type p. Ces réalisations ont fait du nitrure de gallium l'axe de recherche principal dans plusieurs domaines, optoélectronique et micro-ondes. Le GaN a l'avantage d'avoir une bande interdite directe et large de 3,4 eV à 300K, de plus, par le fait de sa structure cristalline wurtzite et sa forte ionicité, il exhibe une variété de propriétés qui n'est pas présente (ou d'une façon moins importante) dans les semi-conducteurs conventionnels. L'élément principal est l'effet de la polarisation spontanée et piézoélectrique dont plusieurs études expérimentales et théoriques ont révélé son importance dans la conception et l'analyse des composants à base d'hétérostructures de nitrures.

I.2.1 Propriétés structurales

Le GaN se cristallise sous deux formes différentes, la structure hexagonale ou wurtzite (h-GaN), et la structure cubique (blende de zinc: c-GaN). [3]

I.2.1.1 Structure blende de zinc

Cette structure est formée de deux sous réseaux cubiques à faces centrées comprenant chacun un type d'atome décalé d'un quart par rapport à la diagonale de la maille. Cette structure est thermodynamiquement instable et est moins exploitée par rapport à l'autre type, la valeur de sa maille élémentaire est de $a_0 = 4.511 A_0$ à 300K

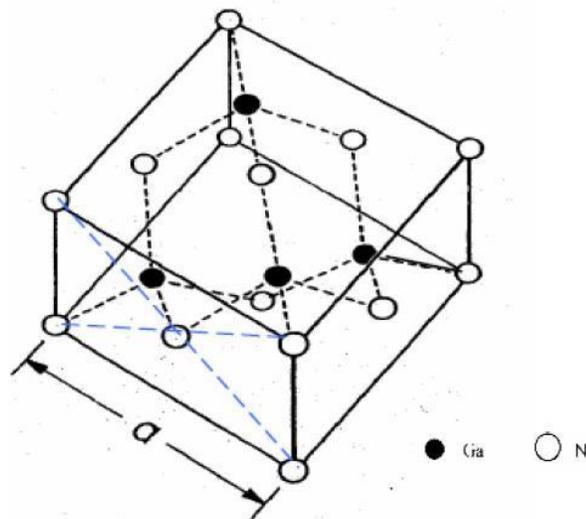


Figure I.1 : Structure cristalline blende de zinc du GaN

I.2.1.2 Structure wurzite

Celle-ci par contre est constituée de deux réseaux hexagonaux, l'un avec les atomes de gallium et l'autre avec les atomes d'azote, interpénétrés et décalés entre eux suivant l'axe c de $5/8$ de la maille élémentaire. (Figure I.2)

La structure wurzite possède deux paramètres principaux, (a_0) le paramètre de maille latérale et (c_0) le paramètre de maille verticale. [4]

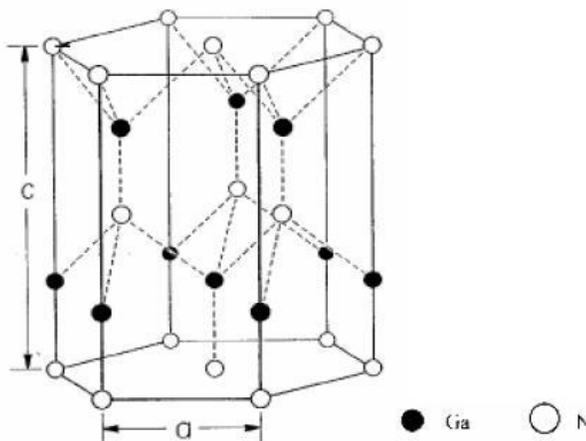


Figure I.2 : Structure cristalline hexagonale du GaN

La croissance de la structure hexagonale du GaN se fait sur l'axe de croissance $[0001]$ ou $[000\bar{1}]$, les atomes sont rangés en deux couches interpénétrées, décalées et formant deux espaces hexagonaux, l'un avec des cations c'est à dire des atomes de gallium (Ga) et l'autre par des anions c'est-à-dire les atomes d'azote (N). [5]

Si l'axe de polarité de la surface est $[0001]$ le sommet de la structure sera formé uniquement par des atomes de gallium, on l'appelle alors à face Ga, par contre l'axe de polarité $[000\bar{1}]$ contient uniquement des atomes d'azote à la surface, on l'appelle alors à face N (figure I.3).

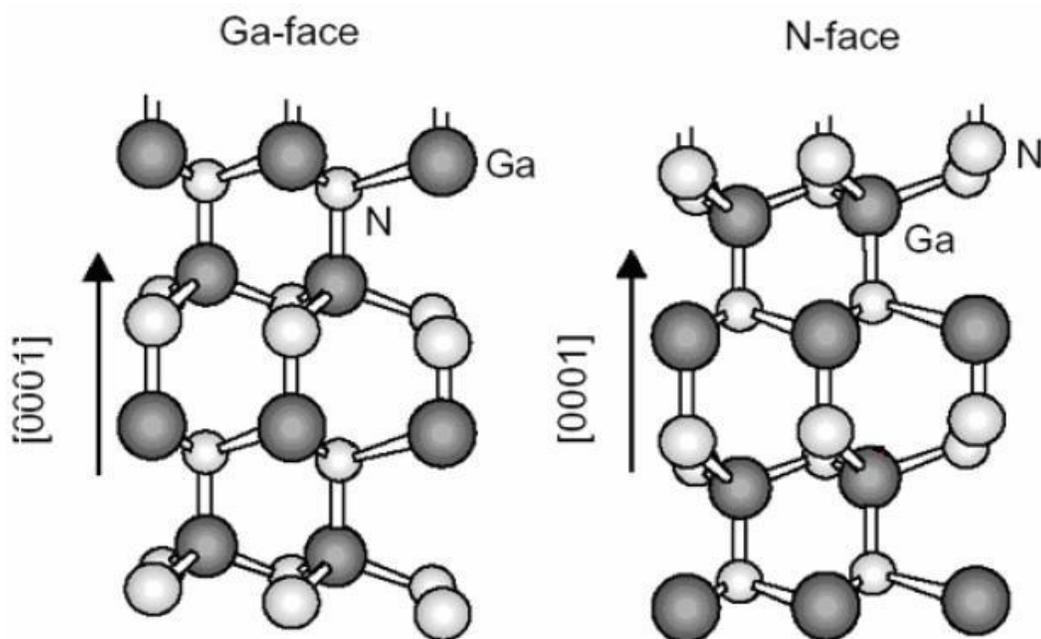


Figure I.3 : Schéma de la structure wurzite à face Ga et à face N

L'effet des deux surfaces (face N) et (face Ga) du GaN n'est pas équivalent, et elles sont très différentes chimiquement et physiquement. La méthode de croissance est un facteur déterminant pour le type de face à obtenir, une croissance par MOCVD (Metal Organic Chemical Vapor Deposition) sur saphir est toujours à face Ga alors que par MBE (Molecular Beam Epitaxy) est soit à face Ga ou à face N, selon l'existence ou pas de la couche AlN de nucléation. De plus et

grâce à leur polarité elles jouent un rôle important dans la formation et la position du gaz bidimensionnel existant dans les hétérostructures à base de nitrures. [3]

I.2.2 Croissance et dopage du GaN

Les premiers films de GaN ont été obtenus par épitaxie en phase vapeur aux hydrures sur substrat saphir. Cette méthode présente l'avantage de donner des vitesses de croissance très grandes, ce qui a permis d'obtenir des films très épais, mais leur qualité était moindre que ceux obtenus par les nouvelles méthodes tel que MOVPE (Metal Organic Vapor Phase Epitaxy) et la MBE (Moléculaire Meam Epitaxy) qui présente l'avantage de permettre un contrôle de la croissance et des épaisseurs des couches épitaxiées, de plus, les faible températures de croissances autorisées permettent l'obtention des couches de GaN cubique, reste que les vitesses de croissances sont très lentes par rapport à la MOVPE .[3]

Le dopage de type n du GaN est le plus souvent réalisé avec du silicium ou du germanium, leur solubilité est meilleure de l'ordre de 10^{20}cm^{-3} pour le Si, de plus leurs concentrations sont plus facilement contrôlable que celle de l'oxygène.

Pour ce qui est du dopage p du GaN il est nettement moins développé que le dopage de type n, il est beaucoup plus difficile à réaliser, comme cela est souvent le cas dans les matériaux à large gap. L'accepteur le plus utilisé est le magnésium. Néanmoins, le GaN non intentionnellement dopé présente un fort résiduel de type (n) de l'ordre de 10^{16}cm^{-3} dans le meilleur des cas. L'origine de ce dopage n'est toujours pas déterminée, mais il est fréquemment attribué aux lacunes d'azote issues des étapes de la croissance.

I.3 Transistors à effet de champ

I.3.1 Présentation générale

Un transistor à effet de champ consiste en deux contacts ohmiques (source et drain) et un contact Schottky (grille) entre les deux contacts ohmiques. Le canal du transistor est défini par la structure considérée qui induit des charges mobiles. Quant à la commande du dispositif, elle dépend de l'extension de la zone de charge d'espace et donc de la polarisation appliquée sur la grille.

I.3.2 MESFET

Ce type de transistor, apparu expérimentalement dans les années 1970, consiste à moduler la conductance d'un canal dans une zone dopée située entre deux contacts ohmiques sous l'action électrostatique d'une électrode de commande [6].

Dès les années 1980, le MESFET a été délaissé petit à petit au détriment d'une nouvelle filière de transistor de type HEMT et à forte densité de porteurs (GaAs, InP, GaN). Cette technologie a donc été abandonnée dans les années 1990, au profit du HEMT pour l'amplification de puissance en hyperfréquence [7] [8].

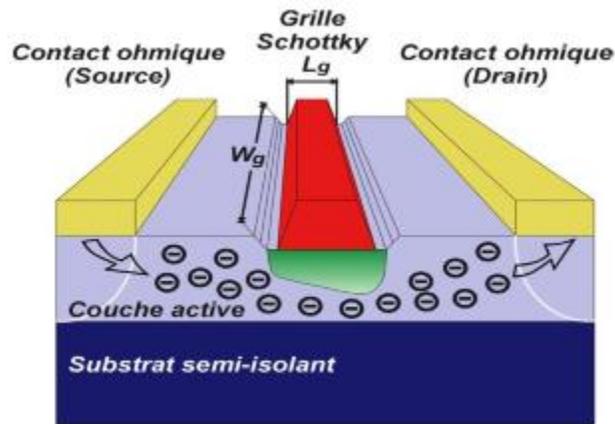


Figure I.4 : Transistor à effet de champ à grille Schottky, le MESFET

I.3.3 HEMT

Le transistor HEMT (High Electron Mobility Transistor) est un composant dont le fonctionnement est proche du MESFET. La différence est que le HEMT utilise une hétérojonction, c'est-à-dire une jonction entre des matériaux semi-conducteurs ayant des bandes d'énergie différentes. Ainsi, les électrons constituant le courant drain-source dans un semi-conducteur non-dopé ont un temps de transit très faible, ce qui permet des performances en fréquence remarquables. La structure favorable aux applications hautes fréquences ainsi que l'utilisation de matériaux à grand gap de forte conductivité thermique, tel que le GaN par exemple, font de ce composant un candidat très intéressant pour les applications de puissance micro-ondes.

I.3.3.1 HEMT AlGa_N/Ga_N

Le transistor HEMT AlGa_N/Ga_N, est un type de transistor à effet de champ de la filière nitrure de gallium. Les principaux avantages du HEMT AlGa_N/Ga_N par rapport à ses concurrents sont :

- ❖ Une charge surfacique élevée
- ❖ Une tension de claquage élevée
- ❖ Une vitesse de saturation élevée

Grâce à la technologie nitrure des HEMT, il est possible d'améliorer les performances de puissance en hyperfréquence, d'augmenter la tension de claquage et d'avoir un meilleur contrôle sur l'effet des pièges en surface et interfaces du composant [9].

I.4 Principe de l'hétérojonction

Afin de mieux comprendre le fonctionnement d'un HEMT AlGa_N/Ga_N, nous allons décrire les différentes structures de bande des matériaux constituant ce dernier.

La juxtaposition d'un matériau à large gap (AlGa_N : 3,82eV), et un autre à gap un peu plus faible (Ga_N : 3,4eV), forme une hétérojonction entraînée par la discontinuité de la bande de conduction à l'interface (ΔE_c). La figure I.5 représente les niveaux d'énergie de chaque matériau avant contact. [10]

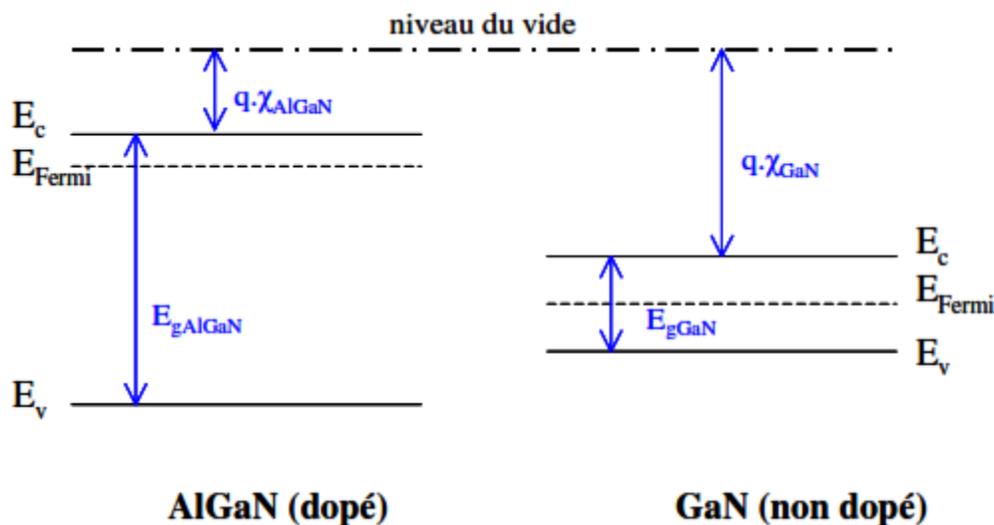


Figure I.5 : Niveaux d'énergie des matériaux mis en jeu dans l'hétérojonction

Lors de leur jonction, leurs niveaux de Fermi s'alignent (règles d'Anderson), ce qui va engendrer une discontinuité dans la bande d'énergie à l'interface. La figure I.6 illustre bien ce détail, et ce pour une tension nulle appliquée à la grille.

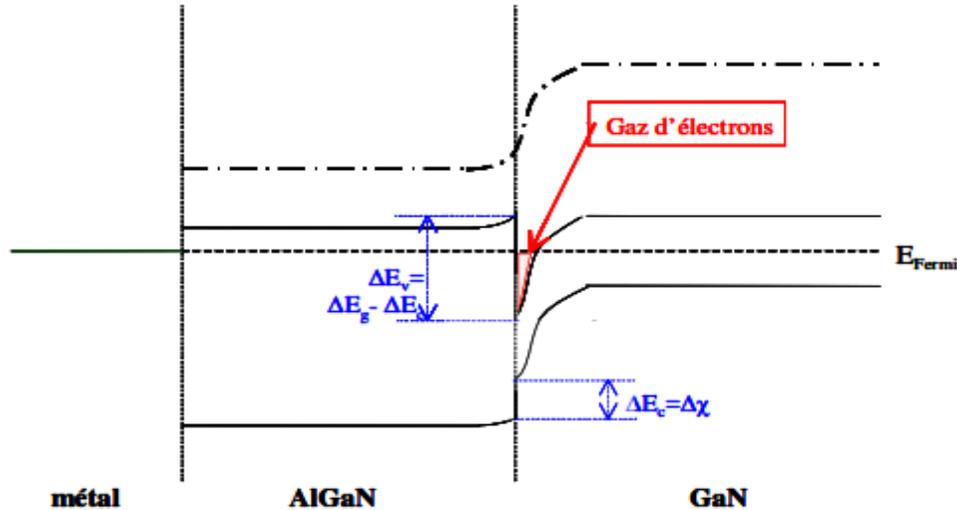


Figure I.6 : Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction AlGaN/GaN pour une tension appliquée nulle.

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

Il faut noter qu'on appliquant une tension sur la grille du transistor, on peut ainsi contrôler l'intensité du courant qui circule dans le canal. Cette tension va moduler le gaz bidimensionnel, qui va augmenter la densité des porteurs dans le canal. La figure I.7 illustre l'hétérojonction lorsqu'une tension non-nulle est appliquée sur la grille. [11]

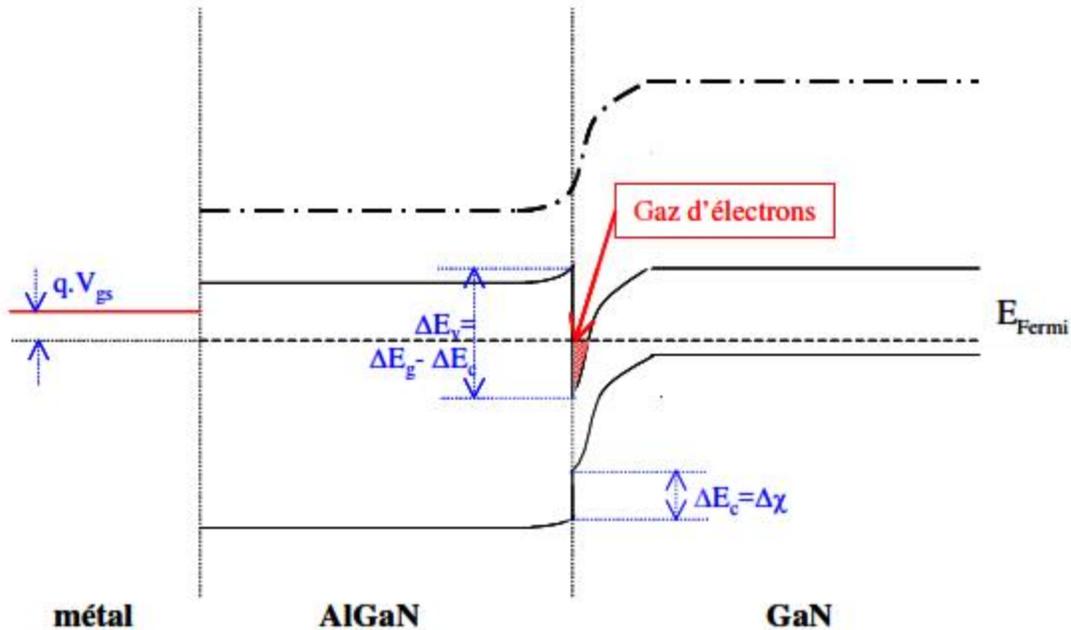


Figure I.7 : Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction AlGaIn/GaN pour une tension appliquée non nulle

I.5 Généralités sur les transistors à haute mobilité HEMT

I.5.1 Historique

Le transistor HEMT (transistor à haute mobilité électronique) est apparu pour la première fois en 1979 comme une évolution majeure du MESFET [12]. Contrairement aux autres transistors à effet de champ, les transistors HEMT sont aujourd'hui les composants ayant connu la plus grande évolution. Le transfert du courant se fait grâce à la formation d'un puits de potentiel au niveau de l'hétérojonction, c'est-à-dire une jonction entre deux matériaux ayant des énergies de bande interdite différentes. La conséquence de cette hétérojonction est la création d'un canal très fin dans un matériau non dopé de très faible résistance, entraînant une mobilité d'électrons élevée. Cette couche est appelée gaz d'électrons à deux dimensions (2DEG). Le transistor HEMT possède donc non seulement une haute mobilité électronique, mais aussi des temps de transition très courts d'où une capacité à travailler à des fréquences relativement élevées.

Ce composant est largement utilisé dans les systèmes de télécommunications terrestres et spatiales, dans les radiotélescopes, dans les récepteurs de télévision par satellite, ..., dans bon nombre de systèmes électroniques (du téléphone portable aux véhicules automobiles).

I.5.2 Structure physique d'un transistor HEMT AlGaN/GaN

Le HEMT se constitue essentiellement de trois matériaux différents: le substrat, un matériau à large bande interdite et un matériau à plus faible bande interdite. Comme nous l'avons vu précédemment, c'est la jonction de ces deux derniers matériaux qui conduit à la formation d'un gaz d'électrons à l'interface, modulé par la tension appliquée au composant. L'autre phénomène caractéristique du fonctionnement d'un HEMT AlGaN/GaN, outre l'existence d'un gaz d'électrons, est la jonction Schottky créée par la jonction métal de grille et semi-conducteur du substrat.

La figure I.8, présente la structure de base d'un HEMT AlGaN/GaN. Nous donnerons ensuite quelques explications sur les différents éléments de ce transistor [13,14].

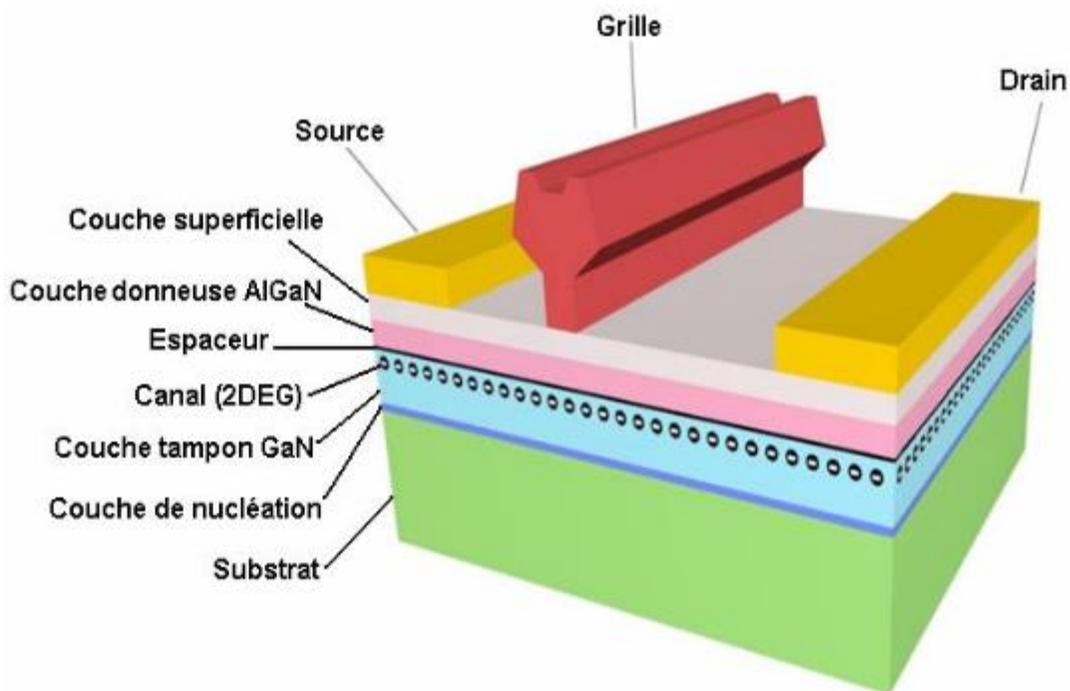


Figure I.8 : Structure physique de base d'un HEMT AlGaN/GaN

- **Couche superficielle:** appelée 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. Pour obtenir une bonne jonction Schottky de grille,
- **Couche donneuse:** elle représente une épaisseur de quelques nanomètres de matériau à grand gap AlGa_{0.2}N dopé. La concentration d'aluminium peut varier de 20% à 30% environ. Une zone dépléter se forme dans cette couche au niveau de la jonction Schottky de grille ainsi qu'aux abords de l'hétérojonction.
- **L'espaceur:** cette couche, appelée aussi spacer, est réalisée à partir du matériau de plus large gap, dans notre cas il s'agit du nitrure de gallium-aluminium AlGa_{0.2}N. Ce film non intentionnellement dopé affiche une épaisseur de quelques nanomètres et permet de réduire les interactions électrons-donneurs entre le gaz d'électrons et la couche dopée. Cette zone est soumise à un compromis ; en effet, plus elle est épaisse, plus la mobilité des électrons dans le canal augmente associée à une plus faible densité de charges. Au contraire, plus l'espaceur est fin et 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.
- **Canal (2DEG):** il est constitué d'un matériau à petit gap non dopé. Cette couche est importante dans la mesure où elle reçoit le gaz d'électron bidimensionnel (2DEG) qui déterminera les performances du composant à travers les propriétés de transport des électrons dans le matériau.
- **Couche tampon:** également appelée buffer. Cette couche se constitue du matériau de plus faible largeur de bande interdite, dans notre cas il s'agit du nitrure de gallium. C'est dans ce matériau, dans la partie supérieure de la couche, que va se former le gaz bidimensionnel d'électrons.
- **Couche de nucléation:** le but de cette couche est d'absorber une partie de la contrainte liée au désaccord de maille entre le substrat et le GaN et de limiter la propagation de ces dislocations dans le reste de la structure.
- **Substrat :** Le GaN n'est pas à ce jour disponible à faible coût et en grande taille; les substrats de nitrure de gallium sont encore très peu utilisés. Nous avons donc recours à des substrats de matériaux différents, sur lesquels peut s'opérer la croissance d'une

couche de cristaux de nitrure de gallium. Les matériaux les plus utilisés sont actuellement le saphir, le silicium et le carbure de silicium.

I.5.3 Principe de fonctionnement

Comme tous les transistors à effet de champ à grille Schottky de type MESFET, l'idée de base du HEMT est le contrôle du courant drain-source par l'action électrostatique d'une électrode de commande dénommée "grille". A l'équilibre thermodynamique les niveaux de Fermi s'alignent. Le principe de conservation des paramètres physiques de part et d'autre de l'hétérojonction implique la formation d'une courbure de bandes de conduction et de valence entraînant la formation d'un puit de potentiel dans le matériau à petit gap «GaN» où les électrons provenant de la couche donneuse «AlGaN» s'accumulent (figure I.9). Ce transfert de porteurs, s'il est favorisé par un potentiel de grille approprié, provoque la circulation dans un plan parallèle à l'hétérojonction d'un courant de gaz d'électrons bidimensionnel. Le gaz d'électrons étant situé dans le matériau faiblement dopé, le déplacement des électrons sera plus rapide. C'est pour cette raison qu'on prévoit que ce transistor à hétérojonction est plus rapide et présente une fréquence de coupure plus élevée que les transistors à effet de champ GaAs classique.

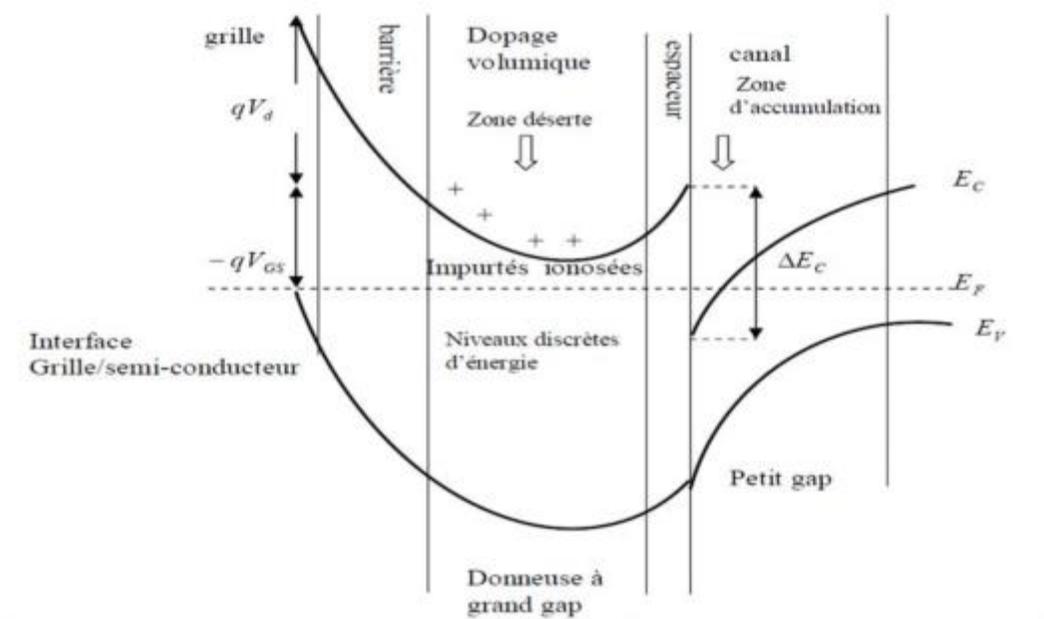


Figure I.9 : Structure de bande d'une hétérojonction en présence d'un potentiel de grille

I.5.4 Formation et expression du 2DEG

Le principe de base d'un HEMT est le transfert des électrons des atomes donneurs de la couche à plus grand gap vers celle à petit gap pour former le canal près de l'interface. Les HEMTs AlGaN/GaN possèdent une grande densité de charges n_s du gaz à électrons bidimensionnel 2DEG qu'on ne peut attribuer cela uniquement à la grande discontinuité de bande entre le GaN et l'AlGaN mais surtout à la présence d'une forte polarisation à l'hétéro interface.

La figure qui suit montre un HEMT AlGaN/GaN, où les paramètres d_d et d_i sont respectivement les épaisseurs de la couche donneuse et de l'espaceur.

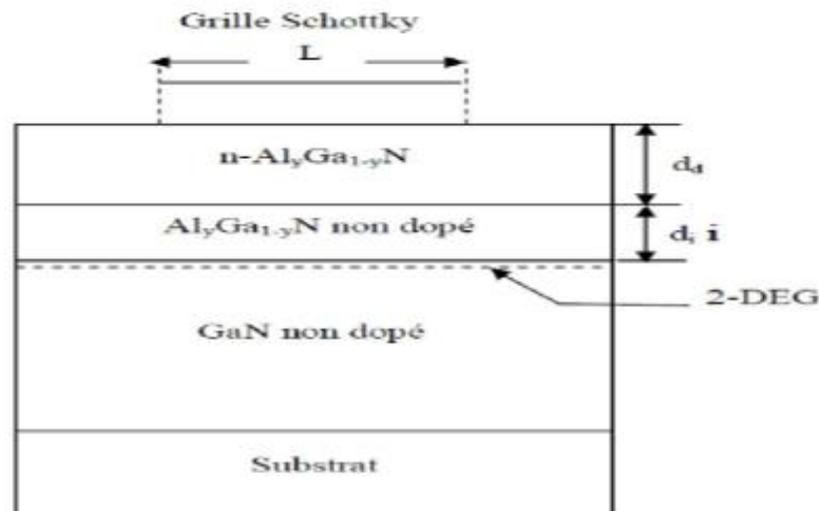


Figure I.10 : Schéma de la structure AlGaN/GaN

Le diagramme de bande associé à une telle structure est illustré sur la figure I.10, le principe de fonctionnement a été décrit plus haut, nous allons maintenant exprimer la densité de porteurs dans le 2DEG, nous supposons dans l'étude qui suit que :

- Le 2DEG est dans un puits de potentiel triangulaire à l'hétéro-interface et que seules les deux premières sous bandes d'énergie E_0 et E_1 sont peuplés.
- La couche AlGaN est fortement dopée (N_d) et a une épaisseur d_d .
- L'espaceur est une couche d'AlGaN non dopée et a une épaisseur d_i .
- L'origine positive des distances x est l'interface entre l'AlGaN et le GaN.

I.6 Impact de la polarisation sur l'hétérostructure AlGaN/GaN

Dans le cas de l'hétéro-structure AlGaN/GaN (figure I.11) :

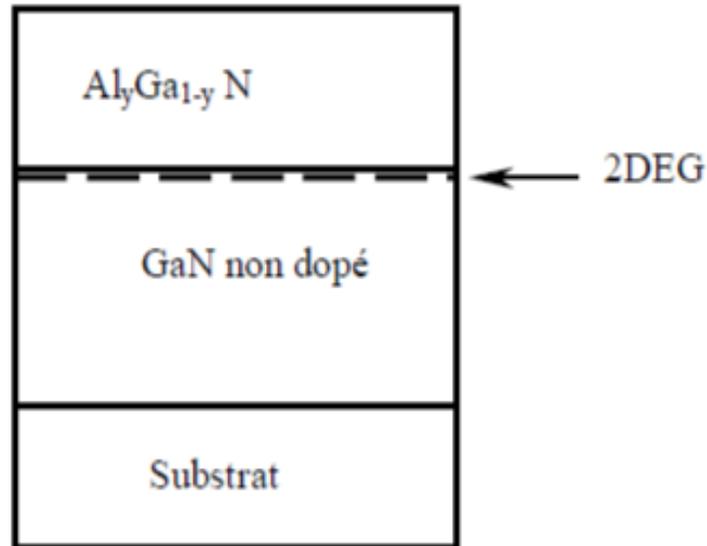


Figure I.11 : L'hétéro-structure AlGaN/GaN

Les deux semi-conducteurs sont à gap différents, leur juxtaposition impose, à l'équilibre thermodynamique, l'alignement des deux niveaux de Fermi ce qui cause une courbure des bandes de conduction et de valence. La bande de conduction du GaN se trouve alors très proche du niveau de Fermi à l'interface formant ainsi un puits de potentiel triangulaire entre E_F et E_C (figure I.12) où les électrons provenant de l'AlGaN (grand gap, petite affinité électronique) sont confinés dans le puits dans des niveaux d'énergie distincts. Selon la structure, on peut avoir un ou plusieurs niveaux d'énergie E_i . Mais en pratique, seuls les deux premiers niveaux sont quasi pleins à température ambiante. Avec l'hétéro-interface d'un côté et le potentiel de barrière d'un autre côté, les électrons sont libres seulement dans le plan de l'interface. La discontinuité entre les bandes énergétiques est donc la cause de la formation du gaz bidimensionnel 2-DEG mais pas l'origine des fortes concentrations évaluées, ceci ne peut être dû qu'à la densité de charges positives créée par la polarisation à l'interface des deux matériaux.

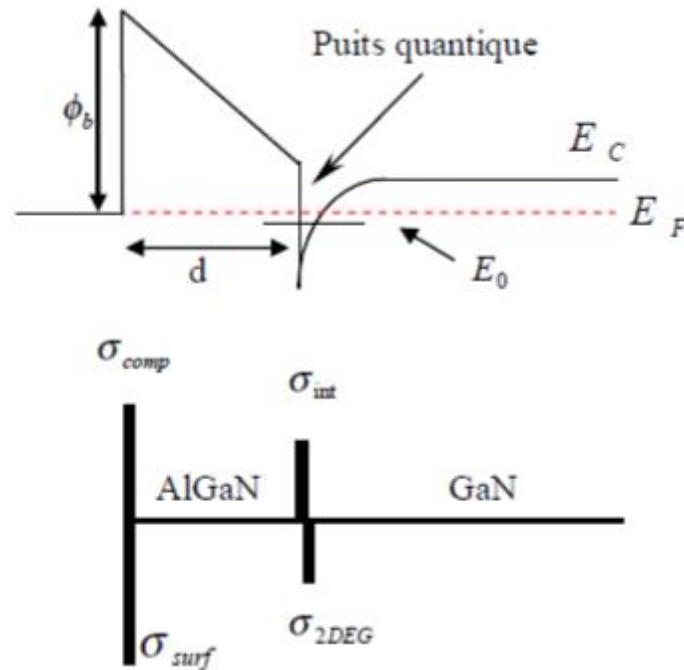


Figure I.12 : Schéma de la distribution des charges et diagramme énergétique de la bande de conduction de l'hétéro-structure AlGaN/GaN

I.7 Polarisation spontanée et piézoélectrique

A cause des deux polarisations distinctes, et qu'on ne peut observer dans les autres hétéro-structures (III-V) conventionnelles, des valeurs de la concentration du 2-DEG de l'ordre de 10^{13} cm^{-2} ou plus ont été obtenues pour des structures non dopées. L'effet de la polarisation est très distinct sur la caractéristique du composant et ceci selon la nature de la surface formant l'hétérojonction. Tel qu'on peut le voir ci-dessous, le sens de la polarisation spontanée du GaN est lié au type de face auquel on a affaire. On peut voir sur la figure I.13, que la polarisation spontanée pointe vers le substrat pour la face-Ga et dans le sens contraire pour la face-N.

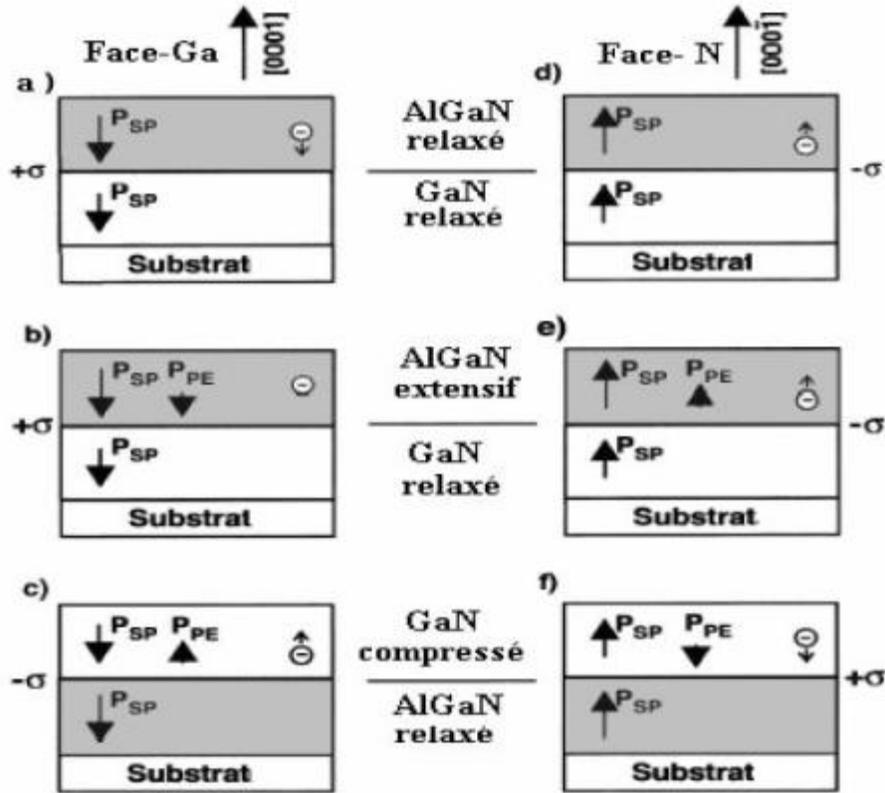


Figure I.13 : Sens des polarisations pour les faces Ga et N des HEMTs AlGaIn/GaN Relaxé et sous contrainte

La polarisation piézoélectrique change quant à elle de sens négativement ou positivement selon les contraintes. On déduit la polarisation totale de la couche de GaN ou celle de l'AlGaIn comme étant la somme des polarisations spontanée et piézoélectrique :

$$P = P_{pz} + P_{sp} \tag{1}$$

avec :

$$P(Al_y Ga_{1-y} N) = P_{SP}(Al_y Ga_{1-y} N) + P_{PZ}(Al_y Ga_{1-y} N)$$

$$P(GaN) = P_{SP}(GaN) + P_{PZ}(GaN)$$

D'où

$$P = (P_{sp}(GaN) + P_{sp}(AlGaIn)) + (P_{pz}(GaN) + P_{pz}(AlGaIn)) \tag{2}$$

De plus la position et la nature du gaz bidimensionnel formé à l'hétéro-interface dépendent eux aussi de la face du GaN et de la séquence des couches de la structure utilisée comme on peut le voir sur la figure I.13 pour les cas (c) et (f).

A titre de comparaison pour les différents cas précédents, on remarque que la densité de charge formée à l'interface de la jonction AlGa_N/Ga_N dans les cas (a) et (b) est positive, ce qui aura pour conséquence d'attirer les charges négatives qui sont les électrons, alors que dans les cas (d) et (e) la densité de charges est négative et par conséquent, il y a formation d'un gaz de trous (2-DEG).

Pour les cas (c) et (f) où la séquence de la structure a été changée, puisqu'on utilise du Ga_N contraint sur du AlGa_N relaxé, on peut voir que pour la face Ga il y a désormais formation d'un gaz de trous alors que pour la face N c'est un gaz d'électrons. Le siège du canal est, pour tous les cas présentés, le matériau à faible gap (Ga_N).

On déduit de cette analyse que les conditions optimales pour avoir une meilleure concentration du 2-DEG sont un Ga_N à face Ga complètement relaxé sur lequel on fait croître sous contrainte extensive (tractive) la couche AlGa_N (cas b).

I.8 Les caractéristiques électriques

Le comportement électrique des HEMTs est défini par des grandeurs qui vont déterminer leurs performances. Ces paramètres sont fortement liés à la technologie, tant au niveau matériau qu'au niveau des procédés.

I.8.1 Courant drain-source I_{ds}

Le courant drain-source I_{ds} d'un transistor HEMT est le courant du gaz d'électron calculé sous la grille à l'interface de l'hétérojonction, représenté par l'équation suivante:

$$I_{ds} = q w n_s v(E(y)) \quad (3)$$

Avec :

y : position sur l'axe source-drain, w : la largeur de grille du composant. Sachant que $E(y)$ représente le champ électrique longitudinal sous la grille. $V(E(y))$ la vitesse des électrons dans le

canal. La densité de charges dans le puits peut être augmentée en augmentant le dopage de la barrière. La limite est fixée par le champ électrique à la jonction Schottky qui devient de plus en plus important à mesure que le dopage augmente et induit des risques de claquage.

I.8.2 Transconductance

La transconductance intrinsèque g_m est définie comme la variation du courant I_{ds} en fonction de la tension V_{gs} intrinsèque à V_{ds} constant :

$$g_m = \left[\frac{\partial I_{ds}}{\partial v_{gs}} \right]_{v_{ds}=cst} \quad (4)$$

Le g_m traduit l'efficacité de la modulation du courant dans le canal par la tension appliquée sur la grille. On cherchera donc à la rendre maximale.

I.8.3 Conductance de sortie

La conductance de sortie g_d est définie comme la variation du courant I_{ds} en fonction de V_{ds} à V_{gs} constant :

$$g_d = \left[\frac{\partial I_{ds}}{\partial v_{ds}} \right]_{v_{gs}=cst} \quad (5)$$

La conductance g_d traduit la conduction drain-source parasite de la structure. Elle peut servir d'indicateur de régime de saturation. Elle est principalement due aux états énergétiques introduits dans la bande interdite et aux effets de canal court.

I.9 Conclusion :

Dans ce chapitre, le fonctionnement des transistors HEMT GaN a été décrit. Nous avons étudié leurs principes d'hétérojonction, ainsi que leurs caractéristiques physiques en se basant sur leur structure physique.

Ces matériaux restent des candidats par excellence pour les applications à haute puissance. La méthodologie de modélisation de ce type de transistor sera discutée dans le prochain chapitre.

II.1 Introduction

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

La conception de chaque élément d'un système nécessite l'utilisation de modèles permettant de simuler des phénomènes électriques, physique et thermiques complexes [15]. Cependant, la conception de circuits intégrés monolithiques reste une tâche difficile et son succès elle 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 [16].

Nous allons décrire donc dans ce chapitre le principe de la modélisation électrique et les méthodes d'extraction utilisées pour réaliser un modèle non-linéaire de transistors à effet de champ HEMT.

II.2 Principes fondamentaux de la modélisation des transistors HEMTs

Il existe plusieurs types de modélisation utilisés pour la réalisation de circuits hyperfréquences. La modélisation physique est la plus ancienne. Elle repose sur l'utilisation d'un schéma équivalent dont chaque élément est modélisé selon les lois de la physique des semi-conducteurs. Ces paramètres sont issus des aspects technologiques (géométrie, dopage, couches, etc). Cette méthode est la plus fastidieuse car le grand nombre de paramètres [17] qu'elle fait intervenir la rend trop complexe pour l'utilisation des simulateurs tels qu'ADS.

Le modèle phénoménologique a été créé par la suite [18] dans le but de réduire le nombre de paramètres utilisés. Comme son nom l'indique, son but est de reproduire les phénomènes

intervenants dans le composant, en se détachant de la complexité de la structure physique. Ce type de modèle repose sur la structure proposée par A. Liechti [19], [20] présentée en figure II.1. Ce modèle est également qualifié de modèle semi-physique car les équations utilisées peuvent aussi bien relever de la physique (dans le cas de la définition des diodes) ou plus simplement suivre une loi mathématique reproduisant au mieux le phénomène (dans le cas des capacités C_{gs} et C_{gd}) afin d'améliorer la convergence du modèle. Ce modèle est extrait à partir des résultats de mesures I-V, paramètres-[S] et de puissance.

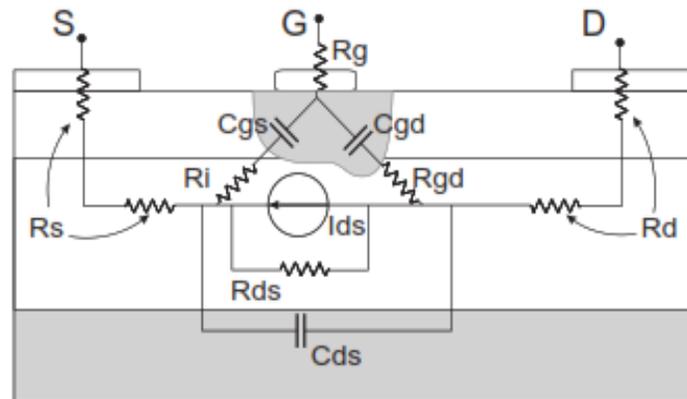


Figure II.1 Identification des paramètres intrinsèques et extrinsèques issus de la structure physique du HEMT et utilisés dans la modélisation phénoménologique

Dans cette perspective de réduction des paramètres, certains constituants du modèle sont devenus partiellement analytiques utilisant par exemple des sources de courant ou des capacités splinées [21]. Puis, avec la dernière génération d'instruments de caractérisation, les modèles comportementaux [22] se sont développés. Ces modèles, tels que ceux reposant sur les réseaux de neurones [23] ou la mesure de paramètres [X], peuvent être directement extraits d'une mesure grand signal. Cette technique présente l'avantage d'un gain de temps considérable. Cependant, elle a l'inconvénient de ne pas permettre l'accès aux paramètres du modèle. De plus la convergence de ce dernier est restreinte aux conditions de mesure qui ont servi de support à l'extraction.

Le modèle phénoménologique est contraignant, du fait du grand nombre de paramètres à définir. Néanmoins, il présente un bon compromis puisque il permet de reproduire les phénomènes physiques intervenants dans la structure HEMT. Cette modélisation est la plus intéressante car

elle permet d'étudier les variations des éléments du modèle en fonction des évolutions technologiques. Le modèle électrique équivalent retenu est donc présenté en figure II.2. Chacun des paramètres présentés dans ce modèle est issu de la modélisation de la structure proposée par Liechti.

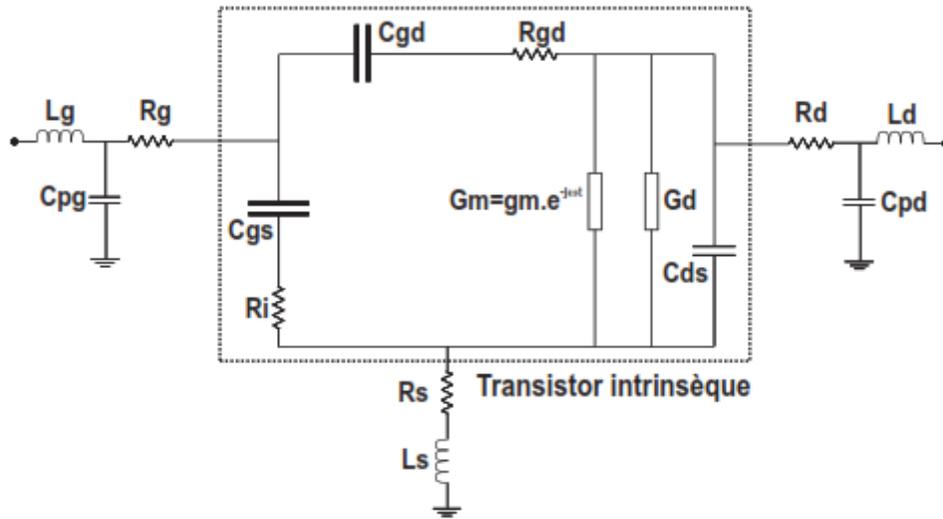


Figure II.2 Schéma petit signal du transistor HEMT pour un point de polarisation de repos donné.

L'organigramme de la figure II.3 présente les différentes étapes permettant d'extraire chaque élément le constituant.

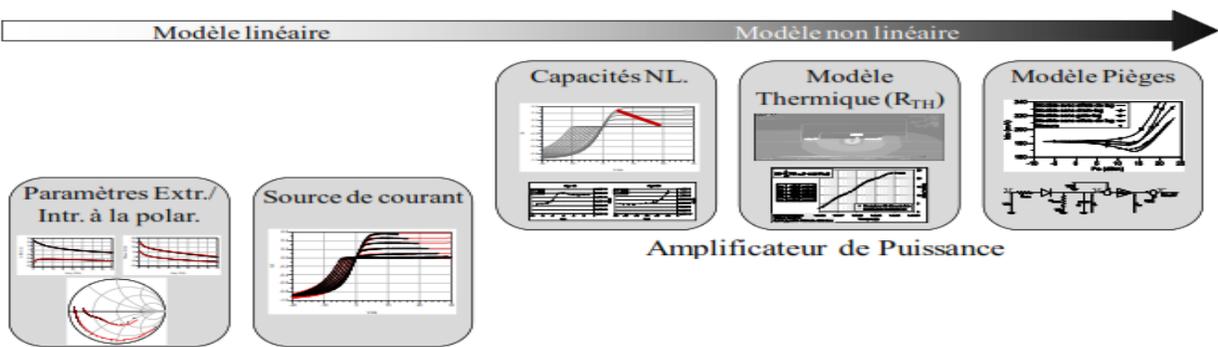


Figure II.3 Chronologie des étapes de la modélisation de HEMT utilisé pour l'amplification de puissance

L'extraction des paramètres du modèle est réalisée chronologiquement de la manière suivante :

- la mesure de paramètres-S permet d'extraire le modèle petit signal et ainsi de figer les paramètres extrinsèques (R_G , L_G , C_{PG} , R_D , L_D , C_{PD} , L_S et R_S) qui ne dépendent pas du point de polarisation. Mais également la valeur des paramètres intrinsèques dépendant du point de polarisation à savoir C_{GS} , C_{GD} , C_{DS} , g_m , τ , g_d , R_i et R_{GD} .
- la source de courant est déterminée à partir des mesures I-V en impulsions. Elle permet de déterminer les valeurs des paramètres τ ; g_m et g_d en tous points du réseau.
- les paramètres des modèles des capacités non-linéaires, les capacités C_{GS} et C_{GD} sont extraites le plus souvent le long d'une droite de charge pour des fonctionnements en classe A, AB ou B ; C_{DS} est alors gardée fixe.
- la modélisation des effets thermiques peut alors être implantée dans le modèle. Pour un modèle dédié à l'amplification de puissance, cette étape permet d'intégrer les résultats obtenus par une caractérisation thermique. Ceci s'effectue grâce à la modélisation d'un réseau d'impédance thermique utilisant plusieurs cellules RC. Les paramètres les plus communément modélisés en fonction de la température sont R_G , R_D , et I_{DS} .
- les mesures du grand signal permettent de finaliser le modèle non-linéaire. Un ajustement des paramètres du modèle est souvent nécessaire pour reproduire convenablement le comportement en grand signal du transistor.

II.3 Schéma équivalent électrique petit signal

Le schéma équivalent petit signal largement utilisé pour le HEMT en hyperfréquence est présenté dans la figure II.4 [24, 25, 26]. Les différents éléments électriques constituant le schéma équivalent représentent les diverses parties du transistor et leur mécanisme physique. D'après sa structure et son fonctionnement, le transistor est divisé en deux parties : partie intrinsèque et partie extrinsèque.

La partie intrinsèque correspond à la partie active du transistor c'est-à-dire au canal ; la partie extrinsèque correspond à la zone reliant la partie active du composant à la métallisation du contact (lignes d'accès et électrodes du composant).

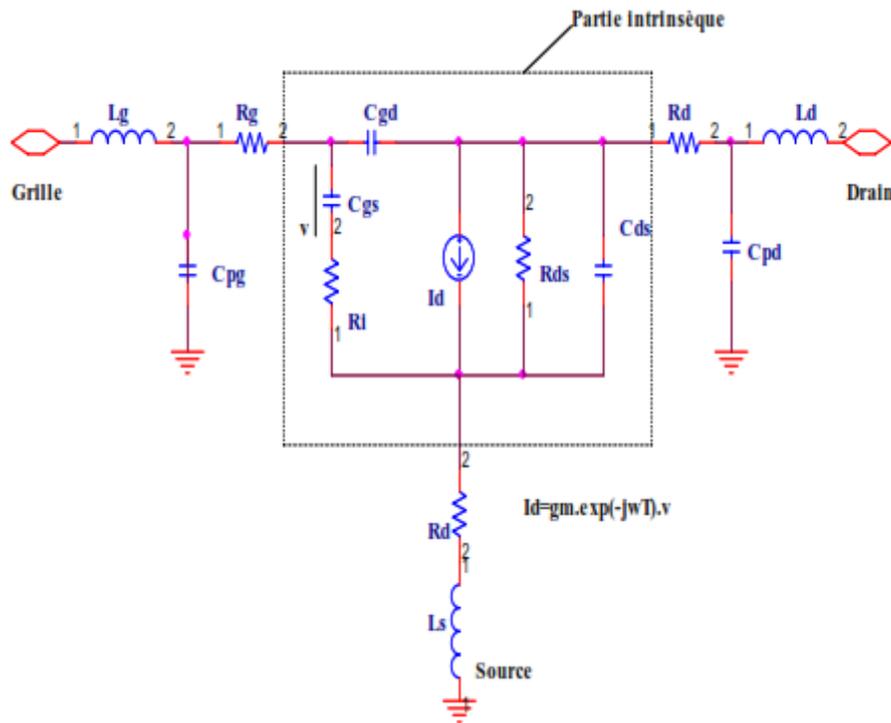


Figure II.4 Schéma équivalent petit signal d'un HEMT

II.3.1 Extraction des paramètres du schéma équivalent petit signal

La détermination des éléments du modèle linéaire repose sur une caractérisation expérimentale du transistor à modéliser. La méthode d'extraction utilisée se base sur des mesures petit signal des paramètres de dispersion S en hyperfréquences.

Cette technique implique l'utilisation de deux mesures des paramètres S pour différentes conditions de polarisation : mesure à froid et mesure à chaud [27]. La matrice S est convertie en matrice impédance Z dont les éléments Z_{ij} sont décomposés sous forme partie réelle $\text{Réal}(Z_{ij})$ et partie imaginaire $\text{imag}(Z_{ij})$ [28].

D'un point de vue expérimental, les éléments extrinsèques peuvent être évalués à partir des mesures des paramètres de dispersion S dans des conditions de polarisation à froid et pincé, i.e., $V_{ds}=0$ et $V_{gs} \ll V_p$. La mesure en régime froid permet de simplifier la topologie du schéma équivalent petit signal comme indiqué sur la figure II.5.

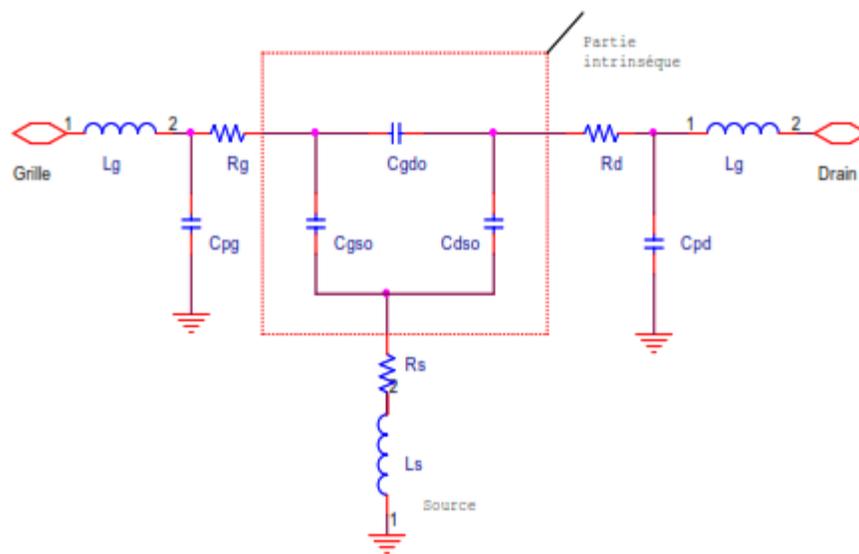


Figure II.5 Schéma équivalent petit signal à $V_{ds}=0$ et $V_{gs} \ll V_p$.

Le modèle de la figure II.5 doit être simplifié en transformant la partie intrinsèque de la topologie π en topologie T figure II.6 [29, 30]. La matrice correspondante au modèle pincé est donnée par les équations suivantes

$$Z_{p11} = R_g + R_s + j[\omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega}(\frac{1}{C_g} + \frac{1}{C_s})] \quad (1)$$

$$Z_{p12} = Z_{p21} = R_s + j[\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}] \quad (2)$$

$$Z_{p22} = R_d + R_s + j[\omega(L_d + L_s) - \frac{1}{\omega}(\frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_d})] \quad (3)$$

Dans le but de simplifier l'analyse du circuit, le réseau capacitif π est transformé en réseau en T constitué par les capacités C_g , C_s et C_d [29, 31]

$$C_g = C_{gso} + C_{gdo} + \frac{C_{gso} C_{gdo}}{C_{dso}} \quad (4)$$

$$C_s = C_{gso} + C_{dso} + \frac{C_{gso} C_{dso}}{C_{gdo}} \quad (5)$$

$$C_d = C_{gdo} + C_{dso} + \frac{C_{dso} C_{gdo}}{C_{dso}} \quad (6)$$

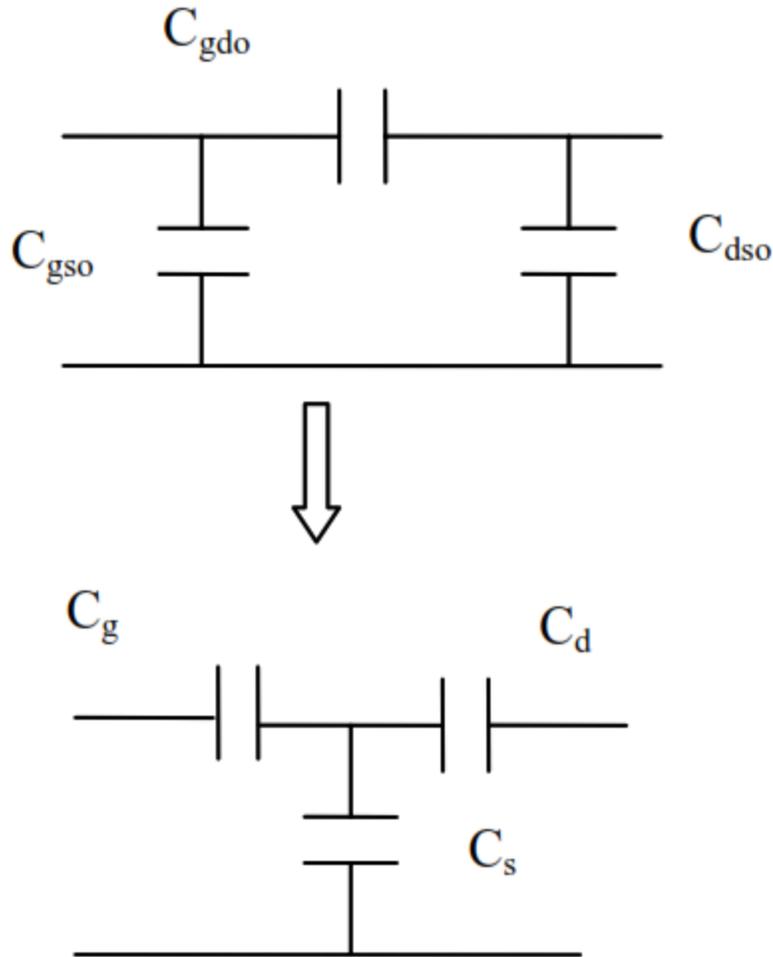


Figure II.6 Transformation du modèle π en T

Les résistances parasites ou d'accès R_g , R_s et R_d sont déduites de la partie réelle des équations (1), (2) et (3) [32]. La pente des courbes $\omega \cdot \text{imaginaire} (Z_{pij})$ en fonction de ω^2 représente approximativement les valeurs des inductances parasites L_g , L_s et L_d [29, 32, 33]. Lorsque la conduction dans le canal est supprimée (c'est-à-dire quand $V_{ds} = 0$, $V_{gs} \ll V_p$ et une zone active sous la grille totalement désertée), il est possible d'extraire les capacités parasites C_{pg} et C_{pd} ; pour des fréquences de quelques GHz, les effets dus aux inductances et aux résistances d'accès pouvant être négligées et n'ont aucune influence sur les parties imaginaire de la matrice admittance Y_{ij} [27, 24, 28, 30, 34, 35].

$$C_{pg} = \frac{\text{imag}(Y_{11}) + 2(\text{imag}(Y_{12}))}{w} \quad (7)$$

$$C_{pd} = \frac{\text{imag}(Y_{22}) + \text{imag}(Y_{12})}{w} \quad (8)$$

Une fois tous les éléments extrinsèques déterminés, nous pouvons directement extraire les éléments intrinsèques (R_i , C_{gs} , C_{gd} , R_{ds} , C_{gds} , G_m et τ) à partir de la matrice résultante selon la procédure d'épluchage [24, 25, 36, 37, 38].

II.4 Modélisation des grands signaux de HEMT

En plus de la modélisation des petits signaux, le deuxième objectif de ce travail est d'établir un modèle de grand signal non linéaire pour l'AlGaIn/GaN HEMT. Le comportement de l'appareil est différent dans les conditions de gros signal par rapport au petit signal. Le modèle de petit signal tient compte du comportement qui est linéaire autour d'un point de fonctionnement. Par conséquent, la linéarité est de la plus haute importance dans la modélisation des grands signaux, en particulier pour les puissances de sortie élevées. Le principe de base est de formuler l'équivalent du grand circuit de signal en utilisant les paramètres du modèle de petit signal extraits et d'obtenir des informations concernant la puissance de sortie, la compression du gain, la distorsion harmonique et l'intermodulation. La simulation d'un grand signal repose sur l'utilisation d'un simulateur d'équilibre harmonique, où le circuit linéaire est simulé dans le domaine des fréquences et le circuit non linéaire est simulé dans le domaine du temps [39]. Avant de décrire le modèle de grand signal utilisé dans ce travail, les contributeurs importants à la non-linéarité du circuit ont été discutés.

II.4.1 Sources de non linéarité

La non-linéarité de l'appareil 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 ordres de l'appareil peuvent causer une distorsion et affecter les performances du signal par le canal de communication.

II.4.1.1 Transconductance non linéaire (g_m)

Le profil de transconductance décroissant avec un biais de porte croissant dans les EHTMT standard est considéré comme l'une des principales causes de non-linéarité dans les EHTMT. Pour n'importe quel appareil, le courant peut être exprimé en polynôme de la tension de la porte.

$$I_{out} = I_0 + g_m V_{gs} + g_{m2} V_{gs}^2 + g_{m3} V_{gs}^3 + \dots \quad (9)$$

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

Un g_m non linéaire a des composants significatifs de g_{m2} et g_{m3} . Puisque les produits IM3 sont causés par le terme de troisième ordre, g_{m3} joue un rôle clé dans la détermination de la distorsion d'intermodulation de troisième ordre, et une valeur élevée peut détériorer la linéarité. En outre, la dispersion dépendante de la fréquence pour g_m peut être trouvée à de faibles fréquences en raison des pièges de surface et de l'auto-échauffement, ce qui affecte également la linéarité. [40,41]

II.4.1.2 Capacité non linéaire (C_{gs} , C_{gd} et C_{ds})

Lorsqu'un signal linéaire n'ayant aucun autre composant que sa fréquence fondamentale est appliqué à l'entrée de l'appareil, la tension génère des charges sur le condensateur de la porte à la source [42], qui est une fonction de la tension indiquée dans l'équation (10).

$$Q(V_{gs}) = q_0 + q_1 \cdot V_{gs} + q_2 \cdot V_{gs}^2 + q_3 \cdot V_{gs}^3 + \dots \quad (10)$$

$$C(V) = \frac{\partial Q}{\partial V} = q_1 + 2q_2V + 3q_3V^2 + \dots = c_0 + c_1V + c_2V^2 + \dots \quad (11)$$

D'après l'équation (11), 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 à partir de cette charge sera constitué de versions amplifiées des composants de troisième ordre générés à l'entrée. Depuis la charge et le courant sont tous deux des fonctions non linéaires de V_{gs} , composants de charge de second ordre de $Q(V_{gs})$ à partir de l'équation (10) peut également être converti en composants de distorsion de troisième ordre [43].

À mesure que la tension de vidange augmente, la zone de déplétion par le drain s'élargit graduellement, ce qui fait de C_{gd} une fonction fortement non linéaire de la barrière à la tension de vidange (V_{gd}). Les effets de non linéarité C_{gd} sont généralement inférieurs aux C_{gs} en raison de leurs valeurs plus petites, mais sont prononcés surtout à des puissances de sortie supérieures à 25 dBm en raison des oscillations de haute tension au nœud de vidange [44].

II.4.1.3 G_{DS} non linéaires

Comme on l'a vu précédemment, g_{ds} varie avec la tension de la vanne et de la grille. Comme la pente du courant avec la tension de grille dans la région de saturation est inégale, en particulier dans les dispositifs à canal court, il peut causer la non-linéarité de manières semblables à la façon dont g_m provoque la non-linéarité [43,44]. De petites valeurs de g_{ds} sont préférées car elles maximisent le gain, mais elles peuvent ne pas fournir la meilleure correspondance de puissance sur toute la plage de biais. Les mesures de sollicitation et les simulations sont utiles pour trouver l'impédance de sortie optimale grâce à des contours VSWR constants pour une puissance maximale livrée, une efficacité ou une linéarité.

II.4.2 Modèles de grands signaux existants

➤ Modèle de Statz

Le modèle de Statz a été proposé en 1987 [45] pour répondre à la problématique de modélisation des FET à base de GaAs. L'expression correspondante peut être formulée comme suit :

$$I_{DS} = \frac{\beta(V_{GS} - V_T)^2}{1 + \kappa(V_{GS} - V_T)} (1 + \lambda V_{DS}) \tanh(\alpha V_{DS}) \quad (12)$$

Si le réseau de caractéristiques semble convenablement représenté quant à sa partie ohmique, la zone de saturation s'avère fortement altérée par une conductance de sortie qui s'accroît à mesure que s'ouvre le canal. Cet effet, non représentatif des phénomènes observés sur les HEMTs AlGaIn/GaN, désapprouve l'utilisation de ce modèle pour la simulation des briques de bases.

➤ Modèle de Curtice Cubique

Si le modèle de Curtice quadratique [46] s'avérait bien insuffisant dans la représentation de la transconductance des dispositifs testés, cette nouvelle tentative se révèle être bien plus appropriée. On la trouve généralement sous la forme [47]:

$$I_{DS} = [a_0 + a_1 V + a_2 V^2 + a_3 V^3] \tanh(\alpha V_{DS}) \quad (13)$$

avec
$$V = V_{GS} (1 + \beta(V_{DS_0} - V_{DS}))$$

Le principal problème, inhérent à ce type d'expression, demeure la modélisation du gm dans la zone de pincement des transistors. Cette dernière présente une transition trop abrupte et peut engendrer un certain nombre de difficultés de convergence lors de son implémentation en environnement CAO. D'autre part, il apparaît difficile d'extrapoler les caractéristiques modélisées sur une large gamme de tensions ; la limite de courant en canal ouvert semble un objectif difficile à atteindre.

➤ Modèle d'Angelov

Proposé en 1992 [48] à des fins de modélisation de transistors de types HEMT et MESFET, cette expression fut immédiatement intégrée dans les environnements commerciaux dotés de simulations de type Harmonic Balance. Elle s'exprime par :

$$I_{DS} = I_{pk} (1 + \tanh(\psi))(1 + \lambda V_{DS}) \tanh(\alpha V_{DS}) \quad (14)$$

$$\text{avec } \psi = \psi(V_{GS}) = P_1(V_{GS} - V_{pk}) + P_2(V_{GS} - V_{pk})^2 + P_3(V_{GS} - V_{pk})^3$$

Si la fonction polynomiale de VGS permet une plus grande souplesse dans la description du réseau de caractéristiques, cette dernière se révèle pénalisante dans le tracé de la transconductance en fonction des tensions de commandes ; des points d'inflexions parasites entachent le modèle d'évolutions néfastes.

➤ Modèle de Tajima

Caractérisé par ses huit paramètres standard ajustables, le modèle de Tajima [49] semble être le plus versatile des modèles rencontrés dans la bibliographie. La source de courant est, dans ce cas, couramment représentée en tant que produit de deux fonctions distinctes. Son expression se traduit comme suit :

$$I_{DS} = I_{DS_1} I_{DS_2} \quad (15)$$

$$\text{avec : } I_{D_1} = \frac{V_{GS}' - \frac{1 - e^{-mV_{GS}'}}{m}}{k}$$

$$I_{D_2} = I_{DS_s} \left(1 - e^{\left(-\frac{V_{DS}}{V_{DS_s}} - a \left(\frac{V_{DS}}{V_{DS_s}} \right)^2 - b \left(\frac{V_{DS}}{V_{DS_s}} \right)^3 \right)} \right)$$

$$k = 1 - \frac{1 - e^{-m}}{m}$$

$$V_{GS}' = 1 + \frac{V_{GS} - V_{\phi}}{V_p}$$

$$V_p = V_{p_0} + pV_{DS} + V_{\phi}$$

Ce modèle constitue à présent une base analytique, à partir de laquelle sont apportées, le cas échéant, un certain nombre de modifications notables. Ces termes correctifs varient, naturellement, en fonction des topologies ou des familles de transistors dont on souhaite proposer un modèle de source de courant.

II.5 Modélisation de la charge non linéaire

Les capacitances non linéaires ont été mises en œuvre comme sources de charge de porte quasi statiques Q_{gs} et Q_{gd} . L'effet non quasi statique de la charge du canal est modélisé avec les deux résistances dépendantes du biais R_{gd} et R_i , qui tiendront compte des temps de charge des capacités de la région d'épuisement [50]. La modélisation de ces charges dépendantes du biais est effectuée en maintenant sa symétrie par rapport à la porte, elle est plus proche du modèle de petit signal discuté dans le chapitre précédent et fournit une meilleure convergence dans les simulations non linéaires. Ainsi, avec une intégration dépendante du chemin de ces sources de charge, Q_{gs} et Q_{gd} peuvent être définis comme suit. [51]

$$Q_{gs}(V_{gs}, V_{ds}) = \int_{V_{gs0}}^{V_{gs}} C_{gs}(V, V_{ds0}) dV + \int_{V_{ds0}}^{V_{ds}} C_{ds}(V_{gs}, V) dV \quad (16)$$

$$Q_{gd}(V_{gs}, V_{ds}) = \int_{V_{gs0}}^{V_{gs}} C_{gs}(V, V_{ds0}) dV - \int_{V_{ds0}}^{V_{ds}} [C_{ds}(V_{gs}, V) dV + C_{gd}(V_{gs}, V)] dV \quad (17)$$

II.6 Effets limitatifs dans les HEMTs GaN

L'effet fondamental d'un transistor à effet de champ est la source de courant I_{ds} commandée par la tension de grille. Cependant des effets dispersifs limitent le fonctionnement des transistors. Ces effets doivent être connus et modélisés.

II.6.1 Phénomènes de pièges

Les effets de pièges dans les composants semi-conducteurs sont dus à la présence d'impuretés et de défauts cristallins.

Ils génèrent des états intermédiaires d'énergie dans la bande interdite pouvant être occupés par des porteurs.

La constante de temps de capture de pièges peut être évaluée environ à la microseconde alors que celle d'émission des pièges à une durée d'environ 1000 fois supérieure à la capture, c'est à-dire de l'ordre de la milliseconde.

Les transistors HEMTs GaN sont principalement sensibles aux phénomènes de self-backgating et de gate-lag.

II.6.1.1 Pièges de substrat

La cause principale du « self-backgating » est due au comportement non idéal du substrat semi-insolant qui contient des impuretés. En effet Nitrure de Gallium est un matériau semi-conducteur actuellement mal contrôlé du point de vue des défauts. Ces impuretés génèrent des états énergétiques pouvant être occupés par des porteurs dans la bande interdite du matériau. Ils sont alors capables de capturer pendant un temps « T » puis de réémettre les électrons qui participent au courant dans le canal. Le principal effet du « self-backgating » se traduit par la réponse transitoire du courant de sortie (I_{ds}).

En l'absence de champ électrique au niveau du canal, les électrons s'écoulent de façon continue par-dessus la barrière de potentiel vers le substrat. Ces électrons sont piégés par des donneurs ionisés et d'autres sont émis par les donneurs neutres. L'état permanent conduit à l'équilibre entre les concentrations d'électrons libres et piégés. Le nombre moyen d'électrons capturés dans le substrat est alors égal au nombre moyen de ceux émis dans le canal. Les taux de capture et d'émission sont égaux le long de l'interface canal/substrat.

Toutefois, une brusque augmentation du champ électrique entre le drain et la source provoque l'état transitoire. En effet, des électrons sont injectés du canal dans le substrat où ils sont rapidement piégés dans des zones ionisées. Ces pièges deviennent électriquement neutres et le substrat au voisinage du canal est alors chargé plus négativement. Ce phénomène est représenté sur la figure 2.7.

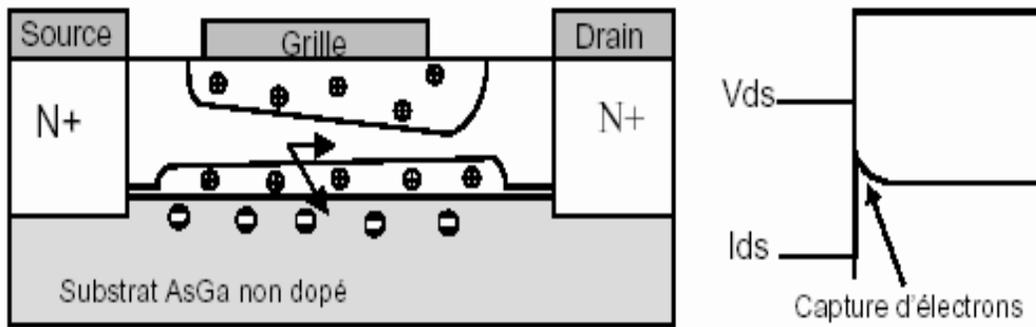


Figure II.7 Influence de la capture des électrons par des pièges de substrat.

A ce moment là, une charge positive apparaît à l'interface canal/substrat, assurant ainsi l'équilibre des charges. Le potentiel de substrat agit comme une grille arrière du canal qui diminue. Par conséquent le courant de drain (I_{ds}) diminue jusqu'à atteindre l'état permanent. Le « self-backgating » est caractérisé par la naissance d'un potentiel spontané du substrat semi-isolant qui se traduit par une jonction canal/substrat difficile à contrôler.

Lorsque la tension de drain chute brutalement, les pièges commencent à émettre les électrons. La charge d'espace canal/substrat diminue lentement, ce qui augmente l'épaisseur du canal (figure 2.8).

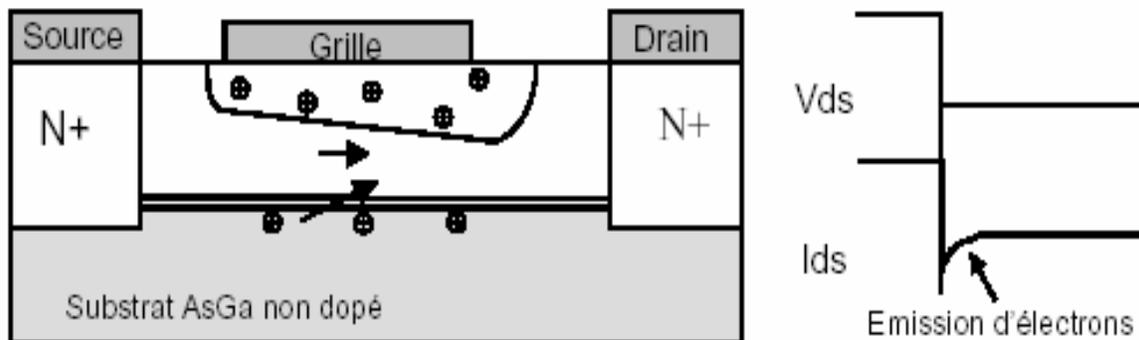


Figure II.8 Influence de l'émission d'électrons par des pièges de substrat.

Les effets de pièges sont également très sensibles à l'illumination du matériau. Lorsque le composant est placé dans l'obscurité, les phénomènes de pièges sont plus importants (augmentation du temps d'émission).

II.6.1.2 Pièges de surfaces

Tous les mécanismes physiques liés aux pièges de surfaces ne sont pas encore expliqués. Cependant, ils sont responsables de variations lentes et transitoires du courant de sortie I_{ds} , lorsqu'on applique une variation brusque de la tension V_{gs} allant du pincement à la conduction pour une tension V_{ds} constante. Ce phénomène est appelé « gate-lag ».

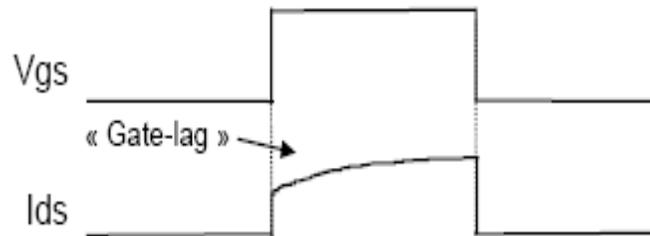


Figure II.9 Phénomène de « gate-lag »

R. Vetry [52] montre que pour des niveaux de courant de drain importants lorsque la grille est ON (courant de drain $\gg 0A$), des transitions ON/OFF et OFF/ON abruptes de la tension grille provoquent des over-shoots sur le courant et sur la tension de sortie. L'état OFF de la tension de grille correspond à $|V_{gs}| \geq |V_p|$. Par contre, si le niveau de courant est suffisamment faible quand la tension de grille est ON, le courant est suffisamment faible quand la tension de grille est ON, le courant de drain monte lentement jusqu'à atteindre son état établi lorsque la tension de grille passe de façon abrupte de l'état OFF à l'état ON. C'est ce phénomène transitoire du courant de drain que l'on nomme « gate-lag ».

II.6.2 Caractérisation des pièges par mesure du courant transitoire

Le principe de la mesure du courant transitoire consiste à échantillonner dans un délai spécifique les variations de courant d'un dispositif sous tension. Pour la mesure des pièges, celle-ci peut être effectuée en mettant sous tension et à différentes températures la grille ou le drain selon les pièges à caractériser. Il est également possible de polariser le substrat, afin de mettre en évidence les pièges de substrat. Les mesures peuvent aussi être effectuées sans mise sous tension, permettant de mesurer la désactivation des pièges.

Une fois les échantillons collectés, des fonctions exponentielles peuvent être utilisées pour en établir les courbes approximatives selon la formule (18).

$$I_{DS}(t) = I_{DS,\infty} - \sum A_i e^{-\left(\frac{\tau_i}{t}\right)^{\beta_i}} \quad (18)$$

Avec $I_{DS}(t)$, le courant transitoire; $I_{DS,\infty}$, le courant final ou initial selon la référence utilisée; A_i , le coefficient; τ_i , la constante de temps; t , le temps et β_i , le degré. Les minima et maxima de ces fonctions représentent un piège capturant ou libérant des électrons. A des températures différentes, ces phénomènes apparaissent plus ou moins rapidement avec la même constante de temps. Ces constantes de temps permettent de définir les énergies d'activations E_a selon l'équation (19).

$$\ln(\tau * t^2) = E_a * \frac{q}{kt} + \ln\left(\frac{1}{\gamma + \sigma_\infty}\right) \quad (19)$$

Où k est la constante de Boltzmann. Le terme logarithmique est inversement proportionnel à la densité des pièges, la vitesse thermique et la section efficace.

Le résultat final est l'obtention des niveaux d'énergie de différents pièges, capturant et libérant des électrons selon certaines constantes de temps. Ces pièges peuvent ensuite être représentés à la figure II.10.

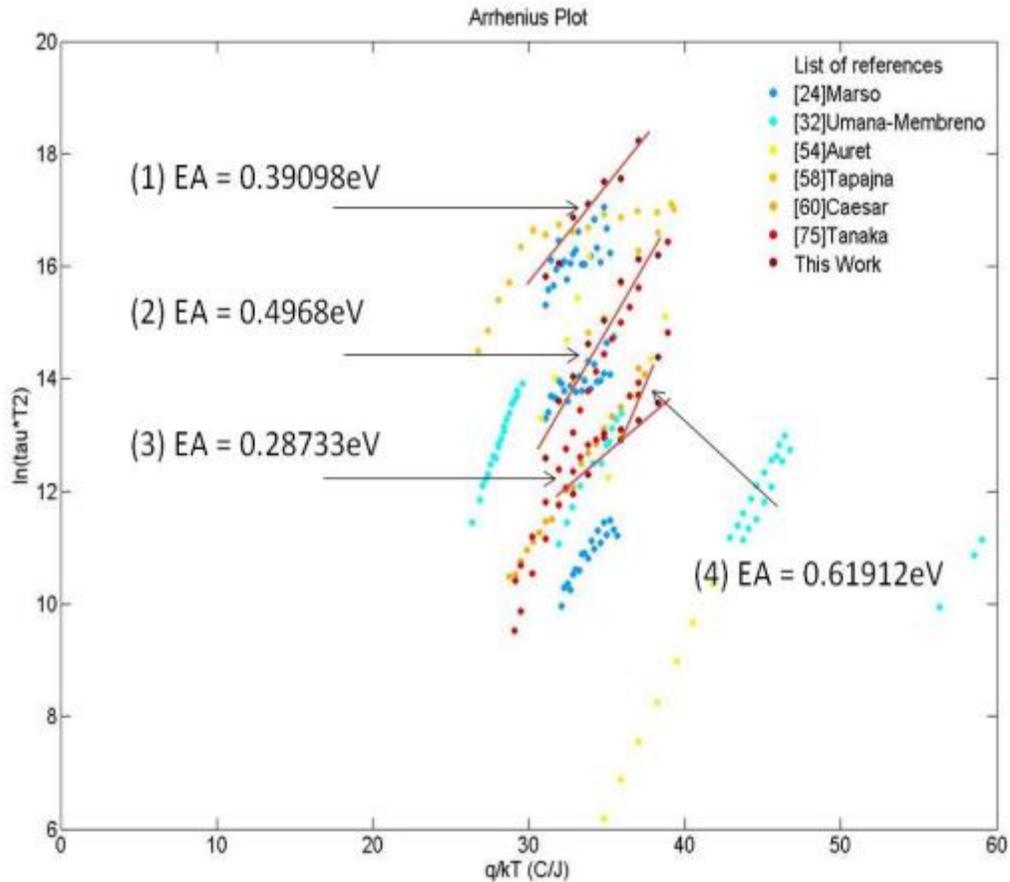


Figure II.10 Comparaison des énergies d'activation des pièges avec d'autres travaux

Une comparaison avec les travaux réalisés par différents chercheurs sur le sujet permet de trouver des corrélations avec les pièges obtenus au travers des mesures. Cette comparaison a permis de mettre en évidence que les pièges présentaient des similitudes avec ceux de Tanaka, Tapajna, Umana-Membreno et Marso. Ainsi, les pièges présents dans le transistor peuvent être situés profondément entre la grille et le drain ou juste à côté d'eux. Les résultats permettent également de supposer que les pièges ne sont pas présents en surface. Les pièges peuvent être l'interaction des électrons avec les défauts de cristal et/ou les impuretés présentes.

En conclusion, des pièges se situent sous le canal et dans les couches profondes du transistor.

II.6.3 Modèle de la grille virtuelle

La diminution du courant de drain (I_{ds}) en RF est le principal facteur limitant la densité de puissance de sortie des transistors à base de nitrures aux fréquences micro-ondes. Ces conséquences sur les performances des composants ont été démontrées par différentes techniques expérimentales, comme les mesures de caractéristiques statiques pulsées, les transitoires de grille et de drain, les dispersions fréquentielles de transductances et les réponses RF [58] [59].

Différentes études suggèrent que les états de surface jouent un rôle dominant sur les évolutions des caractéristiques des composants observés. Des études ont montré l'importance de la passivation de la surface sur le courant de drain (figure II.11). En effet cette étape technologique réduit considérablement la densité de pièges en surface ou du moins l'influence de ceux-ci sur le comportement hyperfréquence du composant [60].

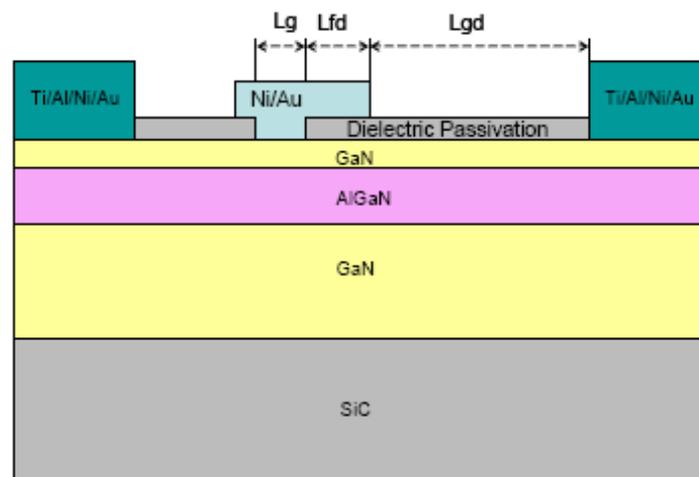


Figure II.11 Structure physique d'un transistor AlGaIn/GaN HEMT avec une couche de passivation.

Les mécanismes de piégeage en surface liés à une forte densité d'états, provoquant la baisse du courant I_{ds} , ont été expliqués par plusieurs auteurs [52] [61] : Les surfaces libres dans les espaces source-grille et grille-drain se comportent comme une grille virtuelle et modulent la zone de déplétion par la variation de la densité de charges piégées. Quand les tensions de grille et de drain changent rapidement, cette grille virtuelle répond avec une caractéristique temporelle plus lente, liée aux temps de capture et d'émission des électrons. Ceci entraîne le retard de variation du courant de drain et de la même manière limite les performances RF des composants.

Cependant, cette explication peut aussi être appliquée si l'on considère une grille virtuelle induite par la couche buffer du GaN ou encore le substrat [62].

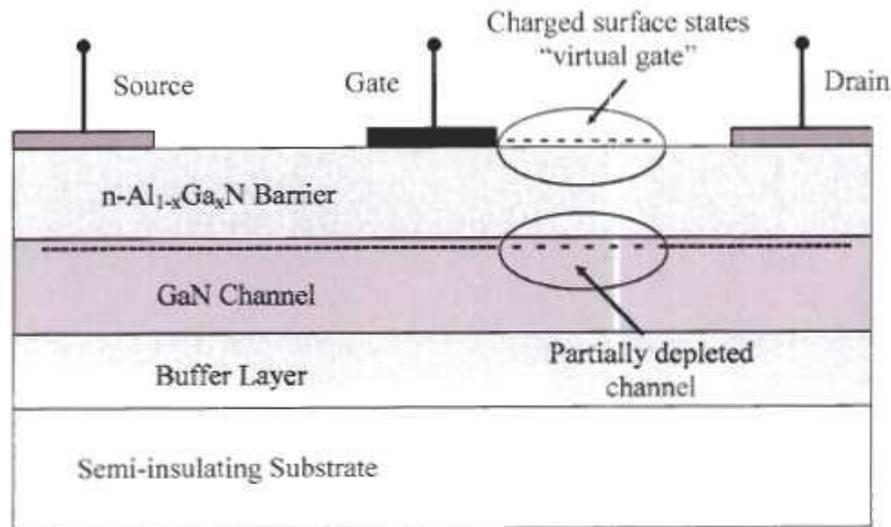


Figure II.12 Illustration des effets de la grille virtuelle. Les états de surfaces occupés déplètent partiellement le canal dans la région grille-drain.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différentes approches pouvant être utilisées pour la réalisation de modèles de composants HEMT. Le modèle phénoménologique retenu a été rapproché des paramètres technologiques dans le cas d'une variation du développement total du composant étudié.

Au cours de ce chapitre, ont pu être abordées les notions de schémas équivalents petit et grand signal. Ce faisant, les procédures spécialement adaptées à la modélisation des transistors de puissance AlGaIn/GaN auront fait l'objet d'attentions particulières.

Dans ce chapitre notre objectif a été d'une part d'identifier les principales anomalies qui induisent les dysfonctionnements électriques d'un HEMT AlGaIn/GaN sur substrat Si et d'autre part de caractériser, identifier et localiser les défauts profonds responsable de ces anomalies.

III.1 Introduction

Durant ces dernières années, et cause des coûts élevés de l'expérimentation, les chercheurs se sont orientés vers la simulation. La simulation est donc largement utilisée dans le domaine électronique et permet en effet de déterminer les paramètres les plus importants pour le fonctionnement des dispositifs, de minimiser les pertes et d'optimiser les paramètres physiques et géométriques de ces dispositifs.

L'objectif de ce chapitre est d'étudier la modélisation d'un HEMT AlGaIn/GaN à l'aide de MATLAB et ADS

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

III.2 description du logiciel ADS

Le terme ADS est l'acronyme anglo-saxon de «**Advanced Design System**» cet outil de conception assistée par ordinateur permet dans notre cas, de simuler le comportement électrique du composant électronique en tenant compte de sa structure (dopage, nature des matériaux, géométrie,...). ADS permet donc d'aider à la conception des composants et/ou de comprendre les mécanismes physiques qui régissent leur fonctionnement.

Nous utilisons ce logiciel pour résoudre de façon auto-cohérente les équations de continuité en tout point de la structure simulée. Les équations des différents modèles physiques que l'on veut prendre en compte (effet des pièges, effet thermique,...) sont résolues en s'appuyant sur les paramètres des matériaux tels que la mobilité, la largeur de bande interdite, les densités d'états, etc.

ADS est orienté vers les applications micro-ondes, son utilisation ou de HSPICE est une question de préférence individuelle. Il contient une grande bibliothèque de modèles de lignes de transmission et de composants passifs qui incluent des noms de ces composants. Le traitement à haute vitesse des interconnexions, pourrait fournir l'incitation à apprendre à utiliser ADS même si vous êtes déjà un utilisateur expérimenté de HSPICE. D'autre part, ADS gère également les bibliothèques des modèles de composants actifs tels que les transistors et les diodes.

Pour débiter avec ADS, les étapes de développement d'un projet sont introduites, les étapes de simulation et l'obtention des résultats sont divulguées.

Les applications visées sont très vastes et comprennent en outre le domaine de la téléphonie mobile, les réseaux sans fil, les systèmes de communications radar et satellite. Ce simulateur utilise la méthode FDTD (Finite Difference Time Domain) comme une approche de modélisation numérique.

Le simulateur se divise en deux modules Analog RF Designer et Traitement de Signal Numérique (DSP) Designer pouvant interagir entre eux :

- La conception de circuits intégrés monolithiques (MMICs) ou hybrides (avec des Composants Montés en Surface).
- La conception de nouvelles architectures pour les futures normes de télécommunications sans fils.

III.3 Modélisation des courants de drainage

Pour obtenir un modèle précis du courant de drain pour les appareils qui présentent des effets de piégeage importants, il n'est pas possible d'utiliser les techniques conventionnelles de mesure des paramètres S de l'onde entretenue. Les techniques de mesure sont cohérentes pour les dispositifs FET de faible puissance. Par conséquent, pour modéliser le courant de drain non linéaire pour alimenter les dispositifs AlGaIn/GaN HEMT, avec des problèmes technologiques immatures (passivation, substrat), des mesures de courant continu pulsé. Il faut utiliser des conditions de biais de repos. En introduisant un $I(V)$ pulsé dans la modélisation du courant à grands signaux, le modèle à grands signaux développé a commencé à donner des simulations de la puissance de sortie RF comparables à celles de la mesure.

III.3.1 Modèle de courant de drainage basé sur un tableau dispersif

Un modèle précis de courant de drain dispersif (qui tient compte des effets de piégeage) peut être dérivé d'un ensemble de $I(V)$ pulsé des mesures prises dans des conditions de repos appropriées.

$$\begin{aligned}
I_{ds}(V_{ds}, V_{gs}, V_{dso}, V_{gso}, P_{diss}) = & I_{ds,iso}^{DC}(V_{gs}, V_{ds}) \\
& + \alpha_G(V_{gs}, V_{ds})(V_{gs} - V_{gso}) \\
& + \alpha_D(V_{gs}, V_{ds})(V_{ds} - V_{dso}) \\
& + \alpha_T(V_{gs}, V_{ds}) P_{diss}
\end{aligned} \tag{20}$$

α_G et α_D modéliser les effets de dispersion dus au piégeage en surface et au piégeage tampon les effets, respectivement, La quantité de dispersion de courant induite par le piégeage dépend du taux de changement dynamique des tensions intrinsèques appliqués V_{gs} et V_{ds} en respectant leur valeurs moyenne V_{gso} et V_{dso} Par conséquent, la dispersion est principalement stimulée par les composants RF de la porte-source et les tensions de drain-source [$(V_{gs} - V_{gso})$ et $(V_{ds} - V_{dso})$] Le modèle de courant de drain pour les effets de piège a deux variable inconnues α_G , α_D pour déterminer c'est inconnues il faut qu'il y ait des "input data ". C'est data on était acquis par des pulsed I(V) dans des conditions de repos appropriées, ce qui conduit aux équations linéaires indépendantes.

Le modèle actuel peut être exprimé dans un modèle I(V) plus général et peut être rédigé comme:

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}, V_{gso}, V_{dso}, T_{ch}) = I_{ds0}, f_{trapD}, f_{trapG}, f_{thermal} \tag{21}$$

Où V_{gs} et V_{ds} sont les tensions intrinsèques appliquées instantanément. V_{gs0} et V_{ds0} sont les composantes continues qui dépendent de la polarisation de repos des tensions et les valeurs moyennes des tensions intrinsèques des bornes de grille et de drain.

III.4 Résultats et interprétation

III.4.1 Caractérisation de l'effet dispersif du au piégeage des portes (grille)

AlGaIn/GaN HEMT, la tension du pinch-off grille-source V_P est d'environ -4,5V, par conséquent les deux tensions de polarisation au repos des mesures I(V) pulsées pour la caractérisation du piégeage de surface sont sélectionnées comme

$$V_{DS0} = 0V (P_{diss} = 0); \quad V_{GS0} = -6V < V_P$$

$$V_{DS0} = 0V (P_{diss} = 0); \quad V_{GS0} = 0V$$

Les mesures I(V) pulsées prises pour les dispositifs AlGaIn/GaN de 3,2 mm à ces deux points de biais sont indiquées sur la figure III.1. Les mesures pulsées ont une largeur d'impulsion de 1 μ s ou moins et un taux de répétition de 1 kHz (rapport cyclique de 0,1 % ou moins). L'auto-

échauffement est évité pendant le processus de mesure. La température du canal de l'appareil est déterminée par le point de polarisation au repos sélectionné et la température ambiante constante. Une diminution du courant de drain continu pulsé est indiquée pour les mesures pulsées à partir du point de polarisation ($V_{DS0} = 0V$, $V_{GS0} = -6V$) par rapport aux mesures pulsées à partir du point de polarisation ($V_{DS0} = 0V$, $V_{GS0} = 0V$); ceci reflète clairement l'effet dispersif des pièges de surface avec augmentation de la tension.

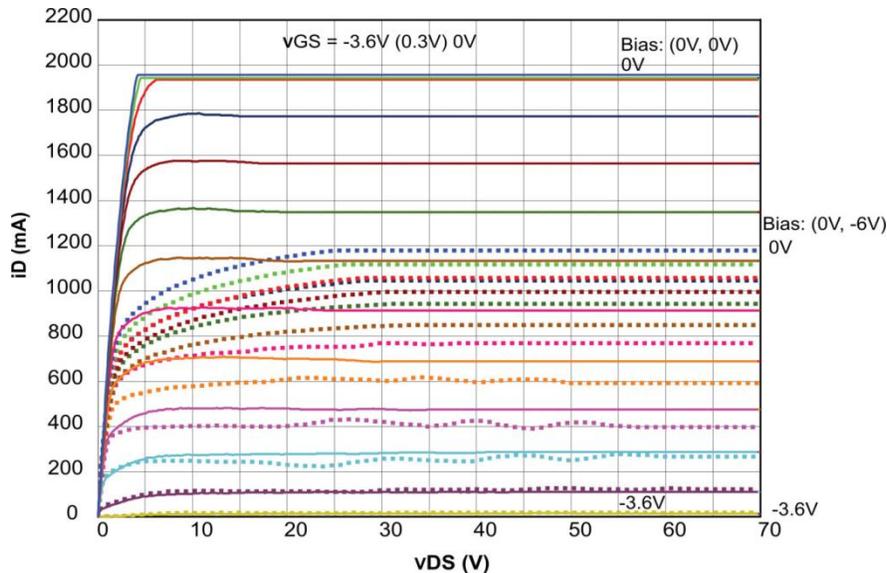


Figure III.1 Mesures I(V) pulsées pour caractériser le piégeage de surface d'un HEMT.

III.4.2 Caractérisation de l'effet dispersif du piégeage du drain

Le dispositif AlGaN/GaN HEMT, la tension fixe sous la source de la grille pincé est ($V_{GS0} = -6V$). Les deux tensions de polarisation au repos des mesures I(V) pulsées sélectionnées pour la caractérisation du piégeage du drain sont

$$V_{GS0} = -6V (P_{diss} = 0); V_{DS0} = 0V$$

$$V_{GS0} = -6V (P_{diss} = 0); V_{DS0} = 54V$$

Les mesures I(V) pulsées prises pour les dispositifs en GaN de 3,2 mm à ces deux points de polarisation sont indiquées à la Figure III.2. De même, les mesures ont été prises à température ambiante constante. Une diminution du courant de drain I(V) pulsé est indiquée pour les mesures pulsées à partir du point de polarisation ($V_{DS0} = 54V$, $V_{GS0} = -6V$] par rapport aux mesures pulsées à partir du point de polarisation ($V_{DS0} = 0V$, $V_{GS0} = -6V$]. Les mesures reflètent

clairement l'effet dispersif des pièges à tampon avec une augmentation considérable de la tension.

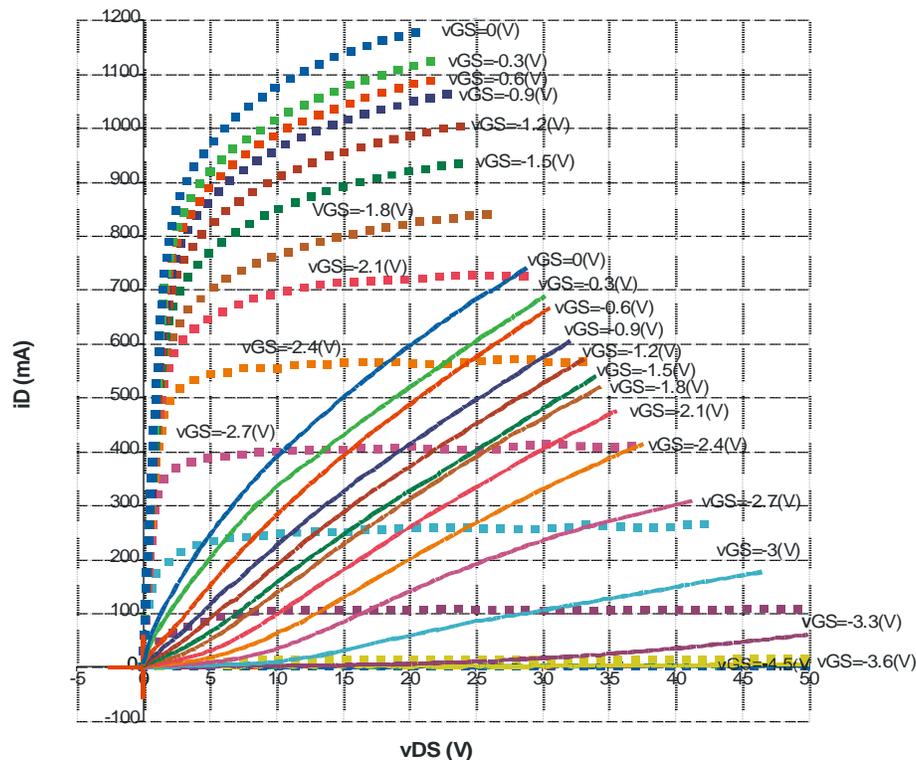


Figure III.2 : Mesures I(V) pulsées pour caractériser le piégeage par tampon d'un HEMT

III.4.3 Extraction de la constante de temps du piégeage de surface :

Transition de la surface entre (-6V, 1V) et (-1V, 1V)

Figure III.3 montre la mesure transitoire entre le point de polarisation au repos (-6V, 1V) et le point d'impulsion (-1V, 1V) avec une dissipation de puissance négligeable (faible). Il est montré que le transitoire de piégeage de surface est dominant dans le premier intervalle de temps de 200 μ s, après quoi l'effet d'auto-échauffement commence lentement à se produire. Dans cet intervalle de temps, le transitoire de courant de drain augmente de 462 mA à la valeur initiale du courant de drain en régime permanent de 482 mA. Comme la tension de drain est maintenue constante, ce transitoire de courant de drain ne caractérise que le transitoire des charges de piégeage de surface. Par conséquent, pour l'extraction de la constante de temps de surface, un intervalle de temps de 200 μ s est indiqué dans la Figure III.3. En utilisant l'ajustement exponentiel de la courbe des résultats présentés, on obtient une constante de temps de surface (grille) τ_{GT} d'environ 6 μ s, comme le montre la Figure III.3.

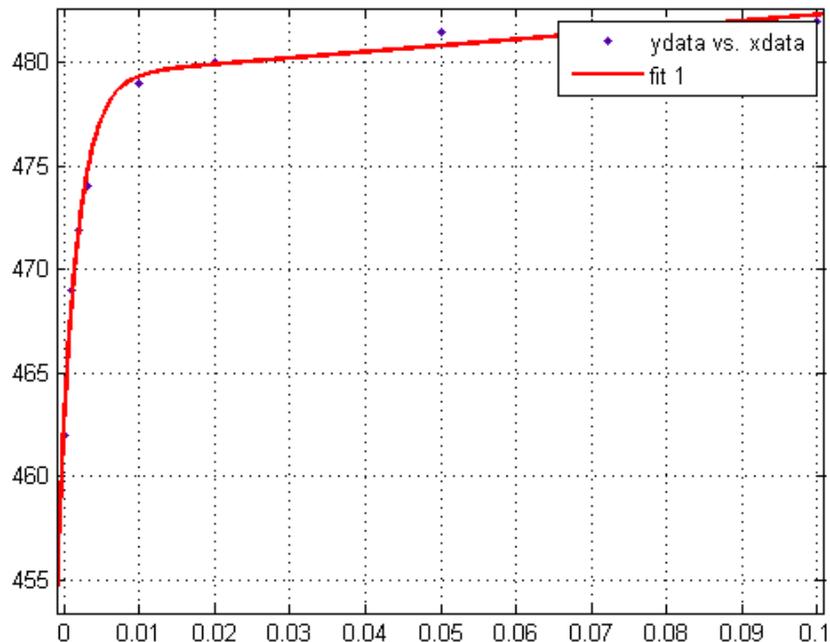


Figure III.3: Extraction de la constante de temps du piégeage de surface (la grille)

Calcul de la capacité de la grille C_{GT} :

Dans cette partie nous allons calculer la capacité “ C_{GT} “, nous avons comme donner :

$$R = 1 * 10^6 \text{ ohm}$$

$$\tau_{GT} = R * C_{GT} \quad \rightarrow \quad C_{GT} = \tau_{GT} / R \quad (22)$$

Après l'application numérique nous avons trouvé :

$$C_{GT} = 6 \text{ pf}$$

III.4.4 Extraction de la constante de temps du piégeage du drain :

Transition du drain entre $(-0.5V, 0V)$ et $(-0.5V, 3V)$

Une analyse similaire est présentée à la Figure III.4 pour un courant nominal élevé pulsé au point, la mesure transitoire du point de polarisation au repos $(-0,5V, 0V)$ à la puissance dissipée élevée pulsée au point $(-0,5V, 3V)$. Elle donne un courant de drain transitoire qui augmente de 1704 mA à une valeur de courant de régime permanent de 1749 mA dans un intervalle d'environ 20 μs , après quoi il commence à diminuer. Comme le montre la Figure III.4, il est évident qu'après cet intervalle de temps (20 μs), l'effet d'auto-échauffement commence à dominer le

transitoire de courant de drain à ce courant nominal élevé pulsé au point (5,25W). Néanmoins, la Figure III.4 montre que le transitoire de piégeage du tampon présente la même tendance et approximativement la même constante de temps que dans la Figure III.4 pour un auto-échauffement négligeable pulsé au point. Une série de mesures est effectuée, et on constate que la constante de temps du tampon τ_{DT} d'ajustement varie entre 1 μ s et 2 μ s.

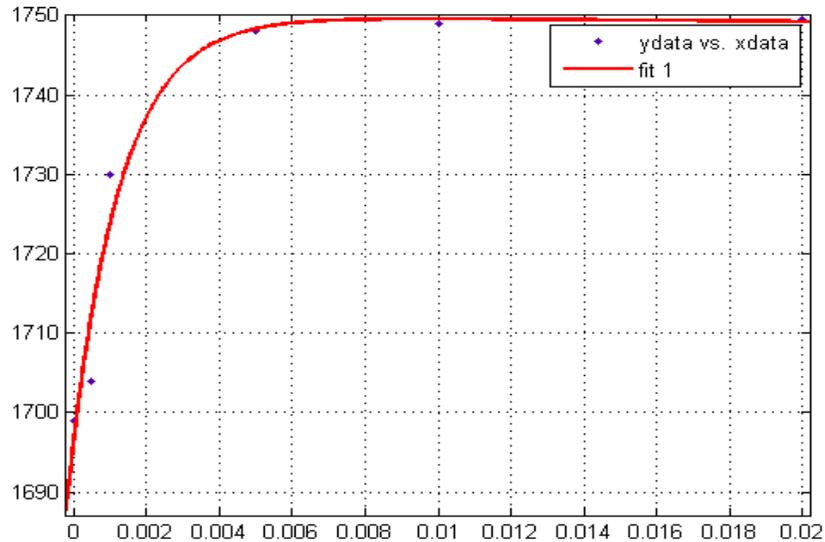


Figure III.4: Constante de temps de piégeage de la mémoire tampon (drain)

Calcul de la capacité du drain C_{DT} :

Dans cette partie nous allons calculer la capacité " C_{DT} ", nous avons comme donnée :

$$R = 1 * 10^6 \text{ ohm}$$

$$\tau_{DT} = R * C_{DT} \quad \rightarrow \quad C_{DT} = \tau_{DT} / R \quad (23)$$

Après l'application numérique nous avons trouvé :

$$C_{DT} = 1 \text{ pf}$$

III.5 Extraction des coefficients de raccord du modèle courant

La caractérisation de l'HEMT AlGaIn/GaN, a fourni les données d'entrée de mesure IV pulsé nécessaires pour déterminer les différents coefficients de l'équation de courant de drainage non linéaire dans (6.3). Résoudre le système d'équations indépendantes linéaires, constitué par les données de mesure du courant de drainage à ces ensembles sélectionnés de points de biais les paramètres de raccord de courant de drain non linéaire dépendant du biais $I_{ds,iso}^{DC}$, f_G , f_D , et f_T sont obtenus.

La Figure III.5 montre les quatre paramètres de fixation des effets dispersifs extraits en fonction des tensions de biais intrinsèques (V_{gs0} , V_{ds0}). Il montre des courbes lisses et une transition claire de la région de pincement vers les régions actives. Tous les paramètres sont nuls dans la région de pincement et à la tension de vidange nulle comme prévu.

Le courant de drain isotherme $I_{ds,iso}^{DC}$, tel qu'illustré à la Figure III.5, augmente à mesure que la tension de vidange et/ou la tension de porte augmente. Le coefficient de piégeage du tampon f_D augmente près des tensions du coude, mais diminue pour une tension de drainage plus élevée. Cela se produit en raison de la tension V_{ds} pulsé-à-drainer négative (forte diminution) ou positive (faible diminution) par rapport à la tension V_{ds} de fuite de biais quiescente V_{ds0} .

Le paramètre de piégeage de surface a une forte diminution lorsque V_{gs} augmente, comme le montre la Figure III.5. Un comportement similaire est obtenu pour le coefficient de dispersion thermique f_T , il suit la tendance habituelle des dispositifs HEMT AlGaIn/GaN. Il augmente avec une augmentation du courant et de la tension du drain.

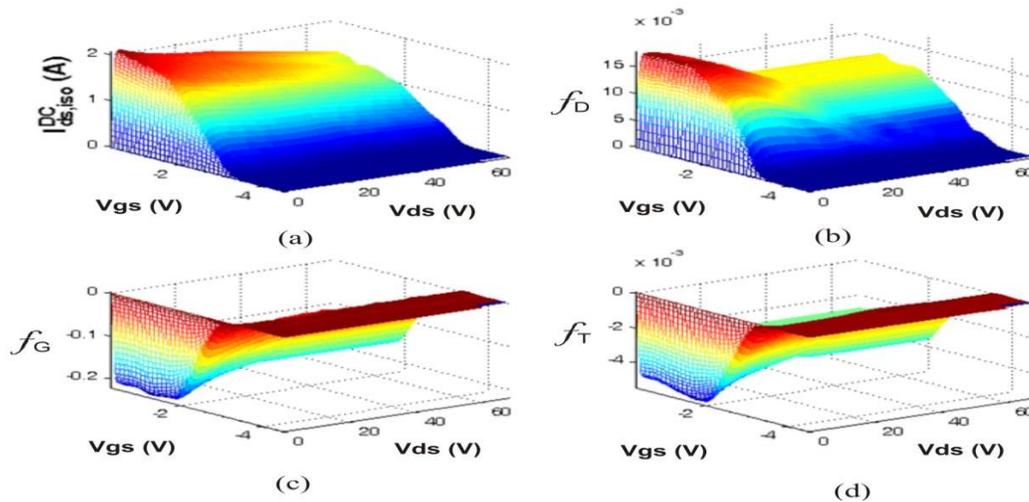


Figure III.5 Paramètres de raccord du modèle de courant de drainage dispersant dépendant du point de polarisation : a) courant isotherme du drain, b) paramètre de piégeage de la mémoire tampon, c) paramètre de piégeage de surface et d) paramètre thermique.

III.6 Mise en œuvre du modèle à grand signal dans ADS

Après avoir extrait tout les paramètres on va les introduire Sur ADS.

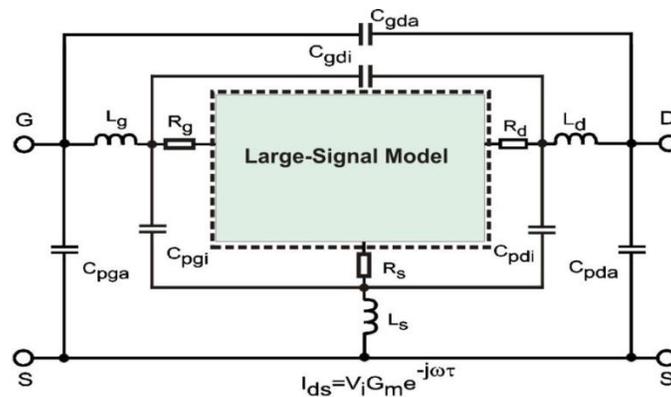
Les fichiers sont enregistrer en format DIV.file, Matlab nous aide a convertir les fichiers sous format citifieles pour les utilisées Dans ADS.

Le modèle à grands signaux de la Figure III.6 (a) est mis en œuvre dans le système Agilent Système de conception avancée, ADS comme le montre la Figure III.6(b). Les données extraites des paramètres extrinsèques optimisés.

Les éléments extrinsèques indépendants des préjugés C_{pga} , C_{pda} , C_{gda} , L_g , L_d , L_s , C_{pgi} , C_{pdi} , C_{gdi} , R_g , R_d , et R_s sont représentés par les éléments passifs regroupés (voir Figure III.6).

Les circuits RC à éléments groupés du côté de la porte (R_{GT} C_{GT}) et de drainer côté (R_{DT} C_{DT}) définissent la porte et le temps de piégeage de la charge de drainage respectivement. Ces constantes de temps sont obtenues à partir d'impulsions DC caractérisation des mesures transitoires de l'AlGaN/GaN HEMT.

Les paramètres du modèle non-linéaire intrinsèque dépendant du biais Q_{gs} , I_{gs} , Q_{gd} , I_{gd} , R_{gd} , R_i et sont écrits dans des éléments de tableau de recherche par rapport à V_{gs} et V_{ds} comme variables d'index dans un fichier de sortie. Ces modèles non linéaires Les paramètres sont fonction d'un ensemble orthogonal de tensions intrinsèques (V_{gs} , V_{ds}). De même, les paramètres non linéaires dépendant du biais d'ajustement f_G , f_D et f_T de le courant de fuite est également inscrit dans des tableaux de recherche par rapport à l'ensemble orthogonal de V_{gs} et V_{ds} dans un fichier de sortie. Ils sont mis en œuvre dans l'un des formats de fichier standard lus par ADS, comme le format CITI-file.



(a)

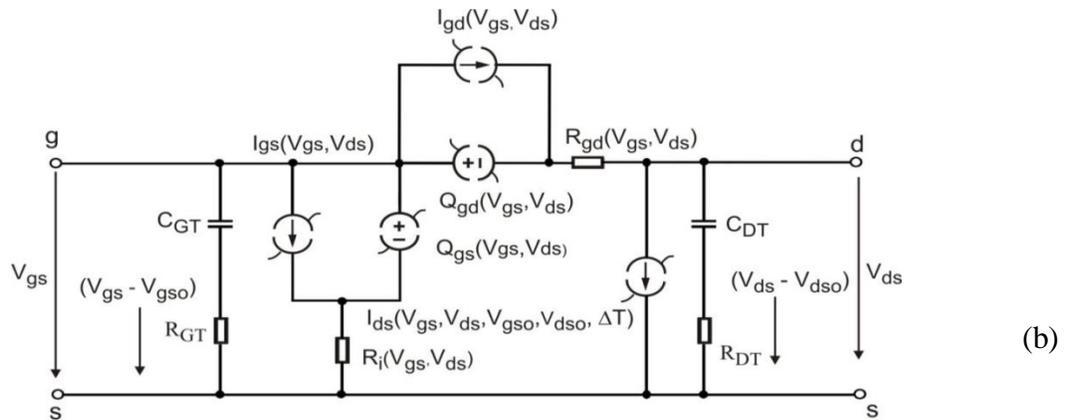
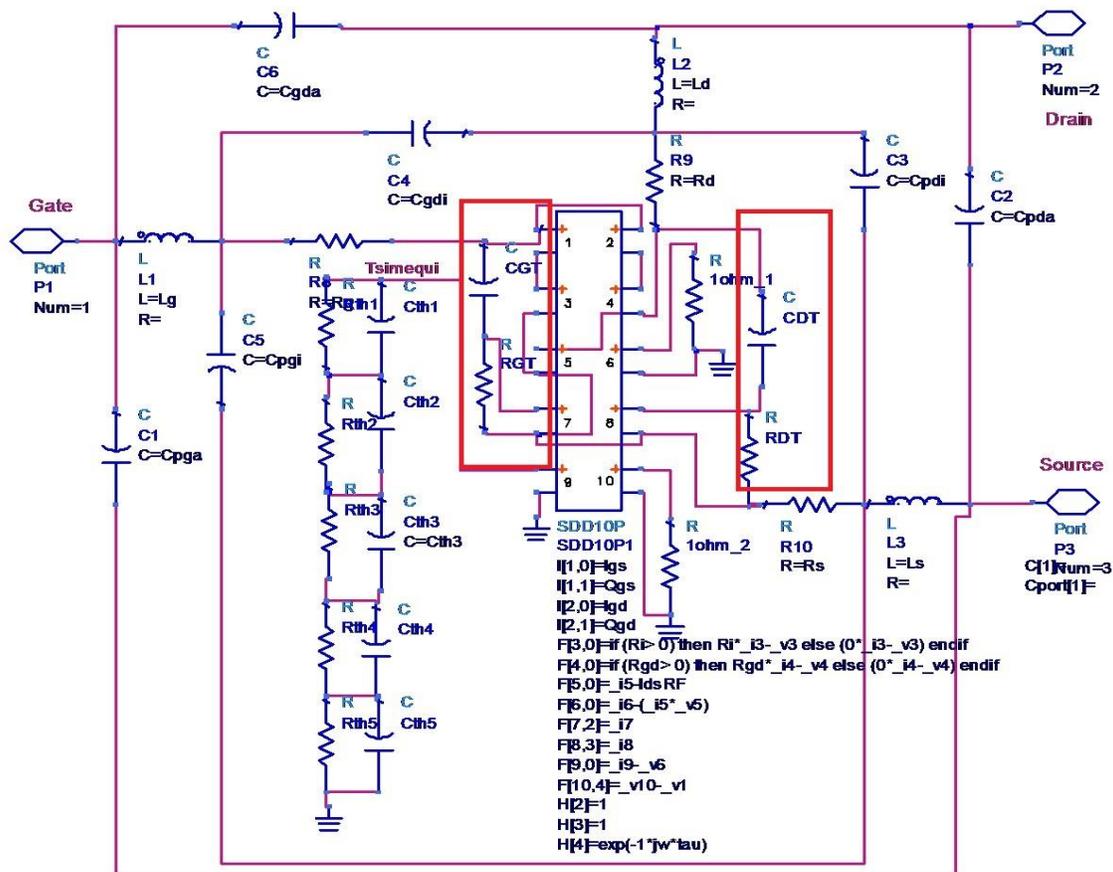


Figure III.6 : Modèle HEMT à grand signal, a) modèle HEMT complet, b) modèle intrinsèque à grand signal

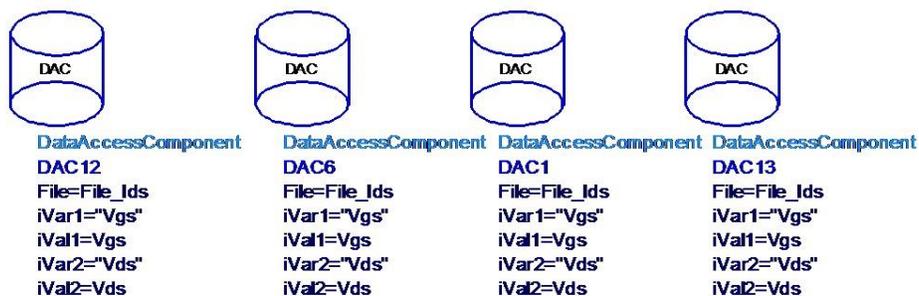
Pendant le processus de simulation dans l'ADS Ces tableaux de recherche (fichiers de données) sont accessibles à l'aide d'un fichier de composants d'accès aux données (DAC) polyvalent lecteur. En outre, la lecture, l'interpolation et l'extrapolation des paramètres des fichiers de données reposent sur les options sélectionnées par le DAC. Figure III.7 (b) montre un échantillon de DAC utilisé pour les paramètres non linéaires du courant de drain le traitement des fichiers de données, les options d'interpolation et d'extrapolation doivent être spécifiés. Dans la Figure III.7 (a), la mise en œuvre de la grande Le modèle non linéaire du signal est basé sur le Symbolically Defined Device (SDD) dans l'ADS.

C'est un élément basé sur une équation qui nous permet de définir des composants non linéaires sans utiliser les codes sources. Toute corrélation entre ses tensions portuaires, ses courants portuaires et/ou leurs dérivés peuvent être définis. Un SDD à 10 ports, comme indiqué au centre de Figure III.7 (a), est utilisé pour mettre en œuvre la partie intrinsèque non linéaire du dispositif HEMT. Port 1 à 5 correspondent à (Q_{gs}, I_{gs}) , (Q_{gd}, I_{gd}) , R_i , R_{gd} et I_{ds} respectivement. la puissance instantanée est calculée au port 6, à partir de laquelle l'équivalent de la variation de température du canal est déterminée par la tension au port 9 par la représentation du réseau RC du modèle thermique. Cette température la variation est utilisée pour estimer l'effet de dispersion thermique dans le drain équation. Les ports 7 et 9 sont utilisés pour évaluer les composantes hautes fréquences de la tension de grille et de drain, $(V_{gs} - V_{gs0})$ et $(V_{ds} - V_{ds0})$. Enfin, le délai de transconductance est modélisé avec une tension de grille retardée au port10.



(a)

Read the parameters of the Ids model



(b)

Figure III.7: Implémentation du modèle HEMT GaN à grands signaux dans le logiciel ADS : (a) éléments extrinsèques à grand signal regroupés et dispositif intrinsèque défini symboliquement (SDD) y compris le sous-circuit thermique de 5e ordre. b) Exemple d'accès aux données composante (DAC)

III.6.1 Vérification des paramètres S du modèle

La première vérification est la cohérence du modèle à grand signal. Par conséquent, les simulations du modèle à grand signal doivent être vérifiées pour satisfaire aux paramètres S et aux mesures pulsées IV à partir desquelles elles ont été dérivées. Les simulations des paramètres S comparées aux mesures sont présentées à des points de biais distincts aux différentes dissipations de puissance de la Figure III.8 pour le modèle de dispersion à grand signal. Il est démontré que le modèle à grand signal a reproduit le comportement à petit signal de l'appareil. Le gain simulé S_{21} à faible signal correspond entièrement aux mesures de tous les points de biais sélectionnés, ce qui reflète la fiabilité de la procédure d'extraction et de mise en œuvre du courant de drainage amélioré. Comme le gain simulé S_{21} est directement lié au courant de drain électrothermique à grand signal extrait par caractérisation $I(V)$ pulsée. De même, la même précision est observée dans le coefficient de réflexion d'entrée simulé S_{11} et le coefficient de transmission inverse S_{12} avec mesures. Cette précision vérifie la cohérence de la procédure d'extraction des paramètres non linéaires de la porte, qui dépend des mesures des paramètres S. En ce qui concerne le coefficient de sortie-réflexion S_{22} , on constate une légère déviation dans les résultats simulés par rapport à la mesure aux points de biais de haute puissance, tandis que la simulation du modèle décrit avec précision sa réponse par rapport à la fréquence (c.-à-d. l'effet de liaison),

Le point de polarisation utilisée ($V_{GS0} = -2.8V$, $V_{DS0} = 25V$).

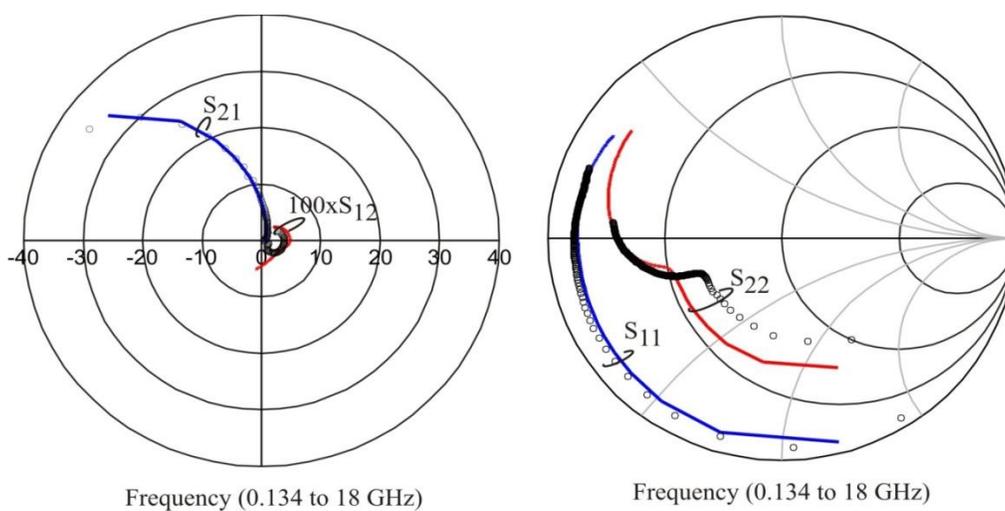


Figure III.8 Vérification du paramètre S du modèle à grand signal

III.6.2 Prédiction de la distorsion de l'intermodulation à deux tons

L'un des principaux objectifs de ce travail est la prédiction de la capacité de non-linéarité. Cette procédure améliorée du développement de modèles à grand signal dispersif devrait montrer des performances supérieures claires et évidentes. Les non-linéarités du modèle à grand signal d'AlGaN/GaN HEMTs sont couramment testées à l'aide d'une simulation à deux tons. Il s'agit généralement de la méthode la plus utilisée pour l'analyse de linéarité des dispositifs et des amplificateurs, car il décrit le comportement du dispositif dans des conditions réelles modulées de grand signal.

Des signaux d'essai à deux tons sont utilisés pour déterminer les termes de produit de distorsion d'intermodulation (IMD) à partir des non-linéarités du dispositif. Cette distorsion d'intermodulation représente les éléments de modèle non linéaires et leur précision de dérivés de l'ordre supérieur. La configuration des mesures à grand signal à deux tons est effectuée avec la procédure d'étalonnage. On a utilisé un signal à deux tons avec fréquence centrale de 2,14 GHz et un espacement porteur de 200 kHz. Il s'agit d'un signal d'enveloppe non constant avec un rapport de puissance de pointe à moyenne de 6 dB (ou un rapport de tension de crête à moyenne de 3 dB).

Figure III.9 présentent une comparaison détaillée entre la puissance de sortie fondamentale mesurée et simulée, le gain, l'efficacité, la température estimée du canal et les termes IMD3 pour différents points de biais. Les résultats de simulation de modèle à grand signal montrent un très bon accord avec les données mesurées.

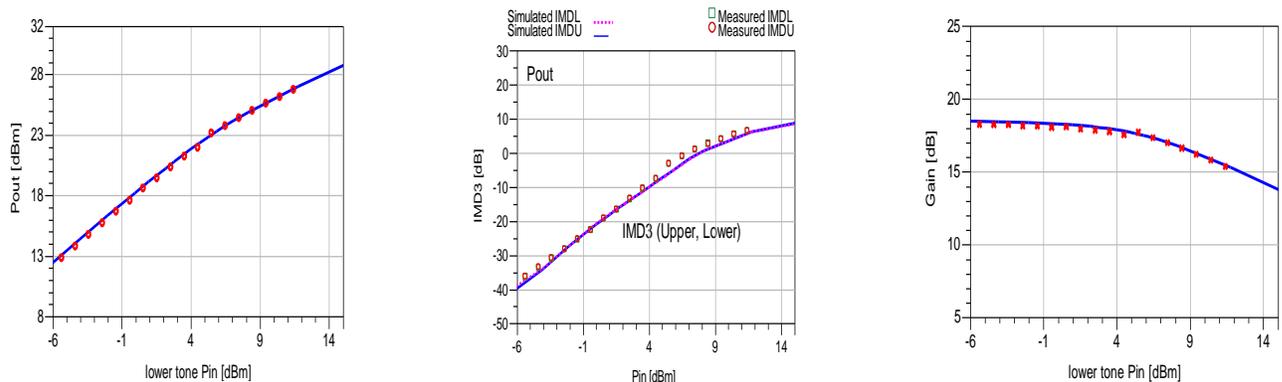


Figure III.9 Réponse du signal à deux tons pour les conditions d'exploitation classe-AB ($V_{GS0} = -3V$, $V_{DS0} = 45V$, $I_{DS0} = 190$ mA)

III.7 Conclusion

Au travers de ce chapitre, nous avons pu voir qu'une caractérisation complète d'un transistor reposant sur une structure AlGa_N/Ga_N a permis de démontrer les fortes potentialités de cette filière pour des applications haute fréquence de puissance. La modélisation non-linéaire du composant et l'évaluation de ses performances ont été réalisés sur la base de mesures de courant-tension (I-V), fréquentielles en régime petit signal paramètres [S] et de puissance load-pull.

Les valeurs des paramètres de ce modèle ont été extraites en premier lieu via un outil informatique d'optimisation développé au sein du laboratoire commun DIVA puis certaines valeurs ont été réajustées pour s'adapter aux résultats de mesures load-pull. Les difficultés observées en mesure en raison de la maturité des composants ont complexifié la modélisation rendant difficile une superposition parfaite des différentes mesures avec les simulations. Pour ces raisons, un ajustement du modèle sur des mesures de puissance a été privilégié. Ce modèle a toutefois prouvé son bon comportement en prédisant correctement des résultats confirmés plus tard par des mesures.

D'autre part les performances de ce transistor, qu'elles aient été simulées ou mesurées et malgré des caractéristiques encore perfectibles, montrent que les composants de la filière AlGa_N/Ga_N répondent aux défis des applications de puissance hyperfréquence.

Au travers des tests, la présence des pièges, telle qu'établie par hypothèse, a été démontrée durant les tests en double impulsion. Les tests en courant transitoire permettent ensuite de caractériser les pièges et de les localiser. Dans le cas exposé ici, les pièges se situent sous le canal et dans les couches profondes du transistor. Il devient dès lors possible de définir à quelles étapes de fabrication des améliorations sont à apporter. Ceci afin d'optimiser les performances des dispositifs. Une amélioration de la qualité du cristal peut être une solution, l'ajout de couches et d'éléments compensatoires une autre. Cependant, cette dernière solution peut présenter un désavantage en perturbant d'autres aspects du transistor, à l'image de la couche de passivation.

Malgré leurs défauts, les transistors GaN présentent une technologie plus qu'intéressante pour l'avenir de l'électronique. Les satellites Proba-V utilisent déjà des transistors à base de cette technologie dans leurs convertisseurs et les futures applications prévoient une utilisation à grande échelle dans les domaines tels que les énergies renouvelables, les voitures électriques, voire même les chargeurs d'ordinateurs portables. Ces composants commencent à peine à faire leur percée dans le secteur industriel public mais leur avancée et le fait qu'ils apportent une solution à nos besoins en énergie en font de parfaits candidats. Au même titre que le silicium fut nommé matériau du 20^{ème} siècle en matière d'électronique, certains chercheurs surnomment d'ores et déjà le GaN comme étant le composant du 21^{ème} siècle.

- [1] S. de Mayer, « Etude d'une nouvelle filière de composants HEMTs sur technologie nitrure de gallium. Conception d'une architecture flip-chips d'amplificateur distribué de puissance à très large bande. » Thèse de doctorat soutenue le 12 Septembre 2005, Université de Limoges.
- [2] N. Vellas, « Etudes expérimentales de transistors HFET de la filière nitrure de gallium pour des applications de puissance hyperfréquences » Thèse de doctorat soutenue le 18 Décembre 2003, Université de Lille.
- [3] A. Denis, « Elaboration cristallogénèse et caractérisations physico-chimiques des nitrures des éléments de la colonne III-a et en particulier le GaN ». Thèse de doctorat, université Bordeaux 2003.
- [4] Rongming. Chu , « AlGaIn/GaN single and double channel high electron mobility transistors », thesis MSC HongKong university of Science and technology, 2004.
- [5] E.T. Yu, « O. Manasresh, book chapter for inclusion in III-V Nitride Semiconductors: Application and Devices » université of California at San Diego la Jolla, CA 92093-0407.
- [6] D. Siriex, « Modélisation non linéaire des MESFETS sur carbure de silicium pour l'amplification de puissance micro-ondes. » Thèse de doctorat soutenue le 20 janvier Décembre 2000, Université de Limoges.
- [7] M. Werquin, « Etudes théoriques et expérimentales de transistors HEMT's de la filière nitrure de gallium pour les applications de puissance hyperfréquences. » Thèse de doctorat soutenue le 14 Décembre 2005, Université de Lille.
- [8] S. Augaudy, « Caractérisation et modélisation des transistors micro-ondes, application à l'étude de la linéarité des amplificateurs à fort rendement. » Thèse de doctorat soutenue le 6 Mars 2002, Université de Limoges.
- [9] Jon C. Freeman, « Basic equations for modeling of Gallium Nitride (GaN) high electron mobility transistors HEMTs » Glenn research center, Cleveland, Ohio. February 2003.
- [10] F. Bernardini, V. Fiorentini. 1997, « Spontaneous polarization and piezoelectric constants of III-V nitrides », Physical Review B, Vol. 56, No. 56, pp. 10024-10027.

- [11] Sandra, De Meyer. 2005, « Étude d'une nouvelle filière de composants HEMTs sur technologie nitrure de gallium, conception d'une architecture flip-chip d'amplificateur distribué de puissance à très large bande ». Thèse de doctorat, Université de Limoges, 216 p.
- [12] T. Gasseling, "Caractérisation non linéaire avancée de transistors de puissance pour la validation de leur modèle CAO", Thèse de doctorat soutenue le 17 novembre 2003, Université de Limoges.
- [13] S. Anceau, « Etude des propriétés physiques des puits quantiques d'alliages quaternaires (Al, Ga, In) N pour la conception d'émetteurs ultraviolets. » Thèse de doctorat soutenue le 20 septembre 2004, Université de Lille.
- [14] F. HUIN, "Etude des formes d'ondes permettant une optimisation des performances des amplificateurs de puissance. Application à la conception d'amplificateurs, à faible tension de polarisation, pour les communications mobiles", Thèse de Doctorat, Université de LIMOGES, 2001
- [15] M. Guyonnet, "Modélisation Electrothermique Non Linéaire de Transistors de Puissance LDMOS: Application à la Détermination de Règles d'Echelle", Thèse Doctorat, l'université de Limoge, 2005.
- [16] A. El-Oualkado, "Analyse comportementale des filtres à capacités commutées pour les radiocommunications : Conception d'une nouvelle architecture en technologie BiCMOS 0,35 μm ", Thèse Doctorat, l'université de Poitiers, 2004
- [17] J. R. Brews, "Mosfet hand analysis using bsim," vol. 21, no. 6, pp. 28–36, 2005.
- [18] W. R. Curtice and M. Ettenberg, "A nonlinear GaAs fet model for use in the design of output circuits for power amplifiers," vol. 33, no. 12, pp. 1383–1394, 1985.
- [19] C. A. Liechti, "Microwave field-effect transistors—1976," vol. 24, no. 6, pp. 279–300, 1976.
- [20] S. M. Sze and K. N. Kwok, Physics of semiconductor devices, J. W. sons, Ed. Wiley Interscience, 2007.

- [21] C. Lagarde, J. P. Teyssier, P. Bouysse, R. Quere, C. Charbonniaud, O. Jardel, and H. Bousbia, "A new non-linear electrothermal 3d spline model with charge integration for power fets," in Proc. European Microwave Conf, vol. 2, 2005.
- [22] W. Demenitroux, C. Maziere, T. Gasseling, B. Gustavsen, M. Campovecchio, and R. Quere, "A new multi-harmonic and bilateral behavioral model taking into account short term memory effect," in Proc. European Microwave Conf. (EuMC), 2010, pp. 473–476.
- [23] D. Schreurs, J. Verspecht, E. Vandamme, N. Vellas, C. Gaquiere, M. Germain, and G. Borghs, "Ann model for algan/gan hemts constructed from near-optimal-load large-signal measurements," in Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, vol. 1, 2003, pp. 447–450.
- [24] G. DAMBRINE, A. CAPPY, "A new method for determination the FET small-signal equivalent circuit," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 36, July 1988.
- [25] M. BERROTH, R. BOSH, "Broad-band determination of the FET small-signal equivalent circuit," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 38, July 1990.
- [26] R. ANHOLT , S. SWIRHUM , "Equivalent circuit parameter for cold GaAs MESFETs," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 39, July 1991.
- [27] E. BYK, "Méthodes d'analyse couplés pour la modélisation de composants et modules millimétriques de forte puissance," Thèse de Doctorat, Université de Limoges, France, 2002.
- [28] D. A. FRECKEY , "Conversion between S, Z, Y, h ABCD and T Parameters which are valid of Complex Source and Load Impedance," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 42, February 1994.
- [29] A. CADDEMI, G. CRUPI, N. DONATO, "Microwave characterization and modeling of packaged HEMTs by a direct extraction procedure down to 30K," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 55, April 2006.
- [30] R. ANHOLTt, S. SWIRHUM, "Measurement and analysis of GaAs MESFET parasitic capacitances," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 39, July 1991.

- [31] Y.A. KHALAF, "Systematic optimization technique for MESFET modeling," PhD Thesis, University of Virginia, USA, 2000.
- [32] A. G. SOBHI, "MMIC broadband low noise amplifier for SKA application," PhD Thesis, University of Manchester, England, 2007.
- [33] P. POUVIL, B. ZEMOUR, D. PASQUET, J. GAUBERT, "Determination of source and drain parasitic resistance of HEMTs," *Electron Letters*, vol. 28, March 1992.
- [34] G. CHEN, V. KUMAR, R.S. SCHWINDT, I.ADESIDA, "A low gate bias model extraction technique for AlGaIn/GaN HEMTs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, July 2006.
- [35] P.M. WHITE, R.M. HEALTY, "Improved equivalent circuit for determination of MESFET and HEMT parasitic capacitances from cold FET measurements," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 3, Dec. 1993
- [36] E. CHIGAEVA, W. WALTH, D. WIEGNER, M. GRÖZING, F. SCHAICH, N. WIERSER, M. BERROTH, "Determination of small signal parameters of GaN based HEMTs," *IEEE/Cornell Conf. of High Performance Devices*, Cornell University, Ithaca, USA, 2000, pp. 115-122.
- [37] K. SHIRAKAWA, H. OIKAWA, T. SHIMURA, Y. KAWASAKA, Y. OHASI, T. SAITO, "An approach to determining an equivalent circuit for HEMT's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, March 1995.
- [38] L.T. WUTZ, "GaAs FET and HEMT small signal parameter extraction from measured S-parameters," *IEEE Trans. Instrumentation Measurement*, vol. 43, August, 1994.
- [39] Rizzoli, Vittono, et al. "State-of-the-art harmonic-balance simulation of forced nonlinear microwave circuits by the piecewise technique." *Microwave Theory and Techniques*, *IEEE Transactions on* 40.1 (1992): 12-28.
- [40] Lee, Jong-Wook, and Kevin J. Webb. "A temperature-dependent nonlinear analytic model for AlGaIn-GaN HEMTs on SiC." *Microwave Theory and Techniques*, *IEEE Transactions on* 52.1 (2004): 2-9.

- [41] Hosch, Michael, et al. "Characterization of gm-dispersion and its impact on linearity of AlGaIn/GaN HEMTs for microwave applications." Microwave Integrated Circuits Conference, 2009. EuMIC 2009. European. IEEE, 2009.
- [42] Xie, Shouxuan, et al. "High-linearity class B power amplifiers in GaN HEMT technology." IEEE microwave and wireless components letters 13.7 (2003): 284-286.
- [43] Paidi, Vamsi, et al. "Simulations of high linearity and high efficiency of class B power amplifiers in GaN HEMT technology." High Performance Devices, 2002. Proceedings. IEEE Lester Eastman Conference on. IEEE, 2002.
- [44] Ramanujam, Srinidhi Embar. Intermodulation Distortion Modelling and Measurement Techniques for GaN HEMT Characterization. kassel university press GmbH, 2008.
- [45] H. Stutz, P. Newman, I. W. Smith, R. A. Pucel, and H. A. Haus, "GaAs FET device and circuit simulation in SPICE," IEEE Trans. Electron. Devices, vol. 34, no. 2, pp. 160–169, Feb. 1987.
- [46] W.R.Curtice, "A MESFET Model for use in the Design of GaAs Integrated Circuits", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 28, pp.448-456, May 1980.
- [47] W.R.Curtice, "GaAs MESFET Modeling and Nonlinear CAD", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol.36, no.2, Feb.1988
- [48] I. Angelov, "A New Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 40, No. 12, Dec. 1992
- [49] Y. Tajima, "GaAs FET Large-Signal Model and its Application to Circuit Designs", IEEE Transactions on Electron Device, Vol. 28, No. 2, Feb. 1981
- [50] Schmale, Ingo, and Günter Kompa. "An improved physics-based nonquasi-static FET model." Microwave Conference, 1997. 27th European. Vol. 1. IEEE, 1997.
- [51] Kompa, Günter. "Modeling of dispersive microwave FET devices using a quasi-static approach." International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering 5.3 (1995): 173-194.

- [52] R VETURY “Polarisation Induced 2DEG in AlGa_N/Ga_N HEMTs: On the origin, DC and transient characterization” PhD Dissertation in Electrical and Computer Engineering, University of California, Santa Barbara, December 2000.
- [53] BISI Davide et al, Deep-Level Characterization in Ga_N HEMTs-Part I: Advantages and Limitations of Drain Current Transient Measurements, *IEEE*, DOI: 10.1109/TED, 2013, 2279021.
- [54] Tanaka Kenichiro et al, ‘Effects of deep trapping states at high temperatures on transient performance of AlGa_N/Ga_N heterostructure field-effect transistors’, *Japanese Journal of Applied Physics* 52, 2013, 04CF07
- [55] Tapajna Milan et al, Integrated Optical and Electrical Analysis: Identifying= Location and Properties of Traps in AlGa_N/Ga_N HEMTs During Electrical Stress, DOI: 10.1109/LED.2010.2047092
- [56] Umana-Membreno G.A. et al, Electrically Active Defects in Ga_N Layers Grown With and Without Fe-doped Buffers by Metal-organic Chemical Vapor Deposition, *Journal of Electronic Materials*, May 2008, Volume 37, Issue 5, pp 569-572
- [57] Marso M. et al, Investigation of buffer traps in an AlGa_N/Ga_N/Si high electron mobility transistor by backgating current deep level transient spectroscopy, *Appl. Phys. Lett.* 82, 633 (2003), DOI 10.1063/1.1540239
- [58] G. MENEGHESSO, A. CHINI, E. ZENONI, M. MANFREDI AND AL “Diagnosis of trapping phenomena in Ga_N MESFETs” *Proc. Int. Electron Device Meeting*, 2000, pages: 389-392
- [59] N. VELLAS, C. GAQUIERE, F. BUE, Y. GUHEL, B. BOUDART AND AL “Load Impedance Influence on the IDS(VDS) Characteristics of AlGa_N/Ga_N HEMTs in large Signal Regime at 4 GHz” *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 23, No. 5, Mai 2002, pages: 246-248
- [60] J.S. MOON, S. Wu, D. WONG AND AL “Gate-recessed AlGa_N-Ga_N HEMTs for High-Performance Millimeter-Wave Applications” *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 26, No. 6, June 2005, pages:348-350

[61] G. MENEGHESSO, AND AL “Surface-Related Drain Current Dispersio Effects in AlGa_N/Ga_N HEMTs” IEEE Transaction on electron Devices, Vol. 51, No. 10, Octobre 2004, pages: 1554-1561

[62] D.W. DISANTO “Aluminium Gallium Nitride/ Gallium Nitride high electron mobility transistor fabrication and characterization” PhD thesis in Physics, Simon Fraser University, Burnaby, British Columbia, Canada, Fall 2005