

République algérienne démocratique et populaire

Ministère de l'enseignement supérieur

Et de la recherche scientifique

UNIVERSITE DE BLIDA 1

Institut d'Aéronautique et des Etudes Spatiales

Département : Navigation Aériennes

MEMOIRE

Pour l'obtention du diplôme

MASTER Aéronautique

Option : CNS/ATM



Le Thème : Modélisation d'un transistor HEMT GaN large signal par la méthode d'Angélov

Présenter par :

Mlle .TAHRAOUI Safia

Diriger par :

Promoteur: **BELMECHRI abdelkrim**

Co-promoteur : **DJEBARI mustapha**

-Promotion 2016-

Résumé

A l'heure actuelle, les transistors à hétérostructures HEMT (High Electron Mobility Transistor) à base de nitrure type AlGa_N/Ga_N 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.

Le but de cette étude est donc d'évaluer les potentialités des HEMT Ga_N, et de proposer un modèle précis en régime large signal de ce type de transistor, basé sur une méthode d'extraction des paramètres extrinsèques et intrinsèques.

Notre travail consiste à simuler un transistor HEMT AlGa_N/GaN sous MATLAB, en tenant compte de toutes les grandeurs qui puissent influencer ses performances (I_{ds} , C_{gs} , C_{gd}). Ainsi, nous pourrions optimiser notre dispositif.

Anglais

At present, the transistor heterostructures HEMT (High Electron Mobility Transistor) nitride-type AlGa_N / Ga_N appear as the best candidates for microwave applications, power, and high temperature.

The inherent advantages of these transistors are resident in a breakdown voltage and a high saturation velocity, high linearity, good high temperature stability, high chemical stability.

The aim of this study is to evaluate the potential of Ga_N HEMT, and propose a specific model system wide signal of this type of transistor, based on a method of extracting the extrinsic and intrinsic parameters.

Our job is to simulate a transistor HEMT AlGa_N / Ga_N MATLAB, one taking into account all quantities that can influence performance (I_{ds} , C_{gs} , C_{gd}). Thus, we could optimize our device.

Remerciements

Au terme de ce travail, nous saisissons cette occasion pour exprimer nos vifs remerciements à toute personne ayant contribué, de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

*Je souhaite tout d'abord remercier mes encadreurs, monsieur **Belmecheri Abdelkrim** et **Djabari mustapha**, qui m'ont encadré avec patience durant la réalisation de ce travail de fin d'études. Leurs conseils et leurs efforts pour mettre à ma disposition la documentation et les explications nécessaires.*

*Je remercie vivement monsieur **Belmessaoud Mohamed** et monsieur **Zarokhi Hewari** pour m'avoir si bien aidé durant toute la période de la réalisation de ce projet.*

J'exprime également ma gratitude aux membres du jury, qui m'ont honoré en acceptant de juger ce modeste travail.

Enfin j'ai à remercier l'ensemble du corps enseignant de l'institut d'aéronautique et des études spatiales de Blida.

Dédicace

Je souhaite dédier ce modeste travail, synonyme de concrétisation de tous mes efforts fournis ces cinq dernières années, et à qui je ne cesserai de remercier à savoir :

Mes très chers parents, ma raison de vivre, symbole de courage et de sacrifice, que dieu les gardes.

A mes très chères frères : Hichem, Med Nadir et Ahmed.

A mes très chères Sœurs : Marwa, Ikram, Israa et ma cousine Fatna .

A mes amis : Sarah, Assma, Amel, Zoulikha, Ismail, Aziz et Med.

A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire de fin d'études.

Enfin à vous qui prenez la peine de lire ce mémoire.

T.SAFIA

TABLE DES MATIERS

RESUME

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES ABRIVIATIONS

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I – Semi-conducteur nitrure de Galium GaN

I. Définition des semi-conducteurs III-V :	1
I.1. Les composés binaires, ternaires et quaternaires des semi-conducteur III-V :.....	2
I.1.1. Les composés binaires :.....	2
I.1.2 Les composés ternaires et quaternaires :	3
I.2. Le nitrure de Galium GaN:	4
I.3. Historique du GaN :	5
I.4. Avantages du GaN :	7
I.5 Structure cristalline :	8
I.5.1. La structure WURTZITE :	8
I.5.2. La structure zinc-blende :.....	8
I.6-Saturation de vitesse :	10
I.7.Principales caractéristiques du GaN :	10
I.7.1. Bande interdite (Gap) et champ critique (E_c) :	11
I.7.2. Densité de porteurs de charge intrinsèque :	13
I.7.3 Mobilité et vitesse des porteurs :	14
Conclusion :.....	17
CHAPITRE II - Transistor HEMT GaN	
Introduction	18

TABLE DES MATIERS

II.1.Historique :	18
II.2. Définition de l'hétérojonction.....	19
II.3.Diagramme des bandes d'une hétérojonction :	20
II.4. Hétéro structure AlGaN/GaN	20
II.4.1 Hétéro structure classique AlGaN/GaN.....	20
II.4.2.Hétérostructure physique avec couche spacer AlGaN/AlN/GaN	23
II.5 Transistor HEMT.....	23
II.5.1 Historique du transistor HEMT	24
II.5.2 Structure d'un HEMT	25
II.5.3 Transistor HEMT AlGaN/GaN.....	27
II.5.4 Principe de fonctionnement du HEMT AlGaN/GaN :.....	27
II.6.Avantages et inconvénients des transistors	29
II.6.1 Avantages.....	30
II.6.2 Inconvénients	30
II.7. Caractéristiques électriques du HEMT.....	30
II.7.1 Propriétés fondamentales	30
II.7.2 Modèle petit-signal d'un HEMT.....	32
II.7.2.1 Eléments intrinsèques.....	33
II.7.2.2 Eléments extrinsèques	35
II.8.Fonctionnement grand signal.....	35
II.8.1. Caractéristiques électriques et figures de mérite	36
II.8.1.1 Caractéristiques statiques I_{ds} , (V_{ds}).....	36
II.8.1.2. Fonction de transfert.....	38
II.8.1.3. Limitations du HEMT AlGaN/GaN	39
II.8.1.4. Effets de pièges	39
II.8.1.5. Influence positive de la passivation.....	44

TABLE DES MATIERS

II.9 Contacts	42
II.9.1 Contact Schottky.....	43
II.9.2 Contacts ohmique.....	43
Conclusion.....	44
III-MODELISATION DES PARAMETRES DU TRANSISTOR HEMT LARGE SIGNAL :	45
III-1 MODELISATION GRAND SIGNAL DE LA SOURCE DE COURANT I_{ds} :.....	45
III-1-1 MODELE d'ANGELOV :	45
III-1-1-1 Le terme $\tanh(\alpha V_{ds})$:	46
III-1-1-2 Le terme $\tanh(1+\lambda V_{ds})$:.....	47
III-1-1-3 Le terme $(1+\tanh(\psi))$:.....	47
III-1-2 MODELE DU COURANT I_{ds} :	49
III-2 Calcul et représentation graphique des condensateurs non-linéaire C_{gs} et C_{gd} :.....	50
III-2-1 Condensateur C_{gs} :.....	50
III-2-2 Modélisation du Condensateur C_{gs} :	52
III-2-3 Le Condensateur C_{gd} :	53
III-2-4 Modélisation du Condensateur C_{gd} :.....	56
III-3 Les paramètres extrinsèques du transistor :.....	59

CONCLUSION GENERALE

ANNEXS

REFERENCE

La liste des tableaux :

Tableau I-1 : extrait de la classification périodique des éléments.....	2
Tableau 1-2 : propriété des principaux composés binaires III-V à 300 K.....	3
Tableau I.3 : Principales propriétés des structures du Gan.....	9
Tableau I.4 : Tableau comparatif entre le GaN et différents semi- conducteurs.....	11
Tableau III-1 : Valeurs du courant drain-source I_{ds} en fonction de la grille-source V_{gs}	49
Tableau III-2 : Valeurs des paramètres optimisés du transistor.....	49
Tableau III-3 : Valeurs des charges Q_{gs} en fonction des cinq valeurs de la tension drain-source V_{ds}	50
Tableau III-4 : Valeur de C_{gs} en fonction de V_{gs} à $V_{ds}=20v$	52
Tableau III-5 illustre les valeurs des paramètres optimisées	53
Tableau III-6 : Valeurs de C_{gd} en fonction de V_{gd}	57
Tableau III-7 : Valeurs des paramètres optimisés.	58
Tableau III-8 : Valeurs des éléments extrinsèque.....	59

Listes des figures

Figure I.1 : Secteurs d'applications des semi-conducteurs à grand Gap.....	5
Figure I.2 : Illustration des deux phases cristalline du Gan.....	9
Figure I.3 : Différents diagrammes de bandes d'énergie.....	12
Figure I.4 : Différentes concentrations intrinsèques en fonction de la température.....	14
Figure I.5 : Variation de la vitesse de saturation en fonction du champ électrique pour différents matériaux.....	15
Figure I.6 : Comparaison des vitesses de saturation des matériaux GaN et GaAs en fonction du champ électrique pour différentes températures.....	16
Figure I.7 : Performances du matériau GaN par rapport à ses propriétés.....	17
Figure II.1: Les trois types d'hétérojonctions entre deux semiconducteurs A et B	19
FigureII.2 : Diagramme des bandes d'une hétérojonction à l'équilibre.....	20
FigureII.3 : Niveaux d'énergie d'AlGa _N et Ga _N , mis en jeu dans l'hétérojonction.....	21
Figure II.4 : Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée nulle.....	21
Figure II.5: Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée non nulle.....	22
Figure II.6: Structure épit axiale d'une hétérostructure AlGa _N /Al _N /Ga _N	23
Figure II.7: Structure d'un transistor HEMT.....	26
Figure II.8 : Influence de la tension de commande sur le diagramme de bande.....	29
Figure II.9 : Topologie usuelle d'un HEMT AlGa _N /Ga _N	31
Figure II.10 : Etalement du champ électrique dans le canal pour deux températures différentes.....	31

Figure II.11 : Origine physique des éléments du modèle électrique petit signal du HEMT.....	32
Figure II.12 : Modèle électrique petit signal simplifié du HEMT.....	33
Figure II.13 : Schéma équivalent fort signal d'un HEMT.....	35
Figure II.14: caractéristiques I(V) classiques d'un HEMT.....	38
Figure II.15 : Caractéristique de transfert $I_{ds}(V_{gs})$ mesurée d'un HEMT AEC1388.....	39
Figure II.16 : Schéma d'un transistor avec technologie de grille de type « Field-plate ».....	42
Figure III-1 : Evolution du terme $\tanh(\alpha V_{ds})$ en fonction de V_{ds}	46
Figure III-2 : Evolution du produit $(1+\lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds})$ en fonction de V_{ds}	47
Figure III-3 :a. Evolution de $(1+\tanh(\Psi))$ et de sa dérivée en fonction de V_{gs}	48
Figure III-4 : $(1+\tanh(\Psi))$ en fonction de V_{gs} en échelle logarithmique.....	48
Figure III-5 : Courant de drain I_{ds} simulé à partir du modèle d'Angelov	49
Figure III-6 : Variation de Q_{gs} et C_{gs} en fonction de V_{gs}	51
Figure III-7 : Représentation de l'allure du condensateur C_{gs} en fonction de V_{gs} ...	52
Figure III-8 : Modèle du condensateur C_{gs}	53
Figure III-9 : Variation du condensateur C_{gd} en fonction de V_{gd}	56
Figure III-10 :L'allure de C_{gd} en fonction V_{gd}	57
Figure III-11 : Modèle du condensateur C_{gd}	58
Figure III-12 Circuit équivalent du GaN HEMTs avec les éléments extrinsèques	59
Figure III-13 : Synoptique d'un transistor HEMT sous ADS.....	60

LISTE DES SYMBOLES

V_{gs}	La tension grille-source
V_{gd}	La tension grille-drain
R_i	Résistance de charge intrinsèque grille- source
R_{gd}	Résistance de charge intrinsèque grille- drain
R_s	Résistance extrinsèque de la source
R_d	Résistance extrinsèque du drain
R_g	résistance extrinsèque de la grille
L_g	l'inductance métallique de la grille
L_s	l'inductance métallique de la source
L_d	l'inductance métallique du drain
P_s	La puissance de sortie
η_{PAE}	Le rendement en puissance ajoutée
GP	Le gain en puissance
PE	la puissance d'entrée
E_g^B, E_g^B	énergies de bande interdite
E_c	La bande de conduction
E_v	La bande de valence
ΔE_c	Les discontinuités de bande de conduction
ΔE_v	Les discontinuités de bande de valence
ΔE_i	Différence de largeur de bandes interdites
A, B	semi-conducteur

C_{ds}	Capacité drain-source
C_{dsp}	Capacité du boîtier entre le drain et la source
C_{gd}	Capacité grille-drain
C_{gs}	Capacité grille-source
C_{gsp}	Capacité du boîtier entre la grille et la source
C_{ox}	Capacité de l'oxyde par unité de surface
C_{pd}	Capacité de plots du drain
C_{pg}	Capacité de plots de la grille
C_{ps}	Capacité de plots de la source
Q_{gd}	Charge grille-drain
Q_{gs}	Charge grille-source
Q_g	La charge de la zone dépeuplée sous la grille.
g_d	Conductance du drain
$g_{d\ ext}$	Conductance du drain extrinsèque
g_m	Transconductance
$g_{m\ ext}$	Transconductance extrinsèque
G_p	Gain en puissance

LISTE DES ABREVIATION

GaAs	Arséniure de Gallium
GaN	Nitride de Gallium
HEMT	High Electron Mobilité Transistor
JFET	Transistor à Effets de Champ à Jonction
FET	Transistor à effet de champ
BJT	Transistor bipolaires
MESFET	Métal Semi-conducator Field Effect Transistor.
MOSFET	Transistor à Effets de Champ A Grille Isolée
HF	Haute Fréquence
TEGFET	Two-dimensional Electron Gas Field Effect Transistor
MODFET	Modulation Doped Field Effect Transistor
HFET	Heterojunction Field Effect Transistor
HEMTs	High Electron Mobilité Transistor Schottky
LEEBI	Low Energy Electron Beam Irradiation

Introduction générale

Nous avons exposé dans ce manuscrit les résultats de l'optimisation de la technologie des transistors HEMTs AlGa_N/Ga_N afin de fabriquer des composants performants. Dans le premier chapitre, nous avons rappelé les propriétés physiques du matériau Ga_N. Cette analyse a montré les différences fondamentales existant entre ce matériau et les semiconducteurs III-V plus conventionnels tel que l'arséniure de gallium. Sa grande bande d'énergie interdite, sa vitesse de saturation élevée ainsi que ses aspects piézoélectriques en font un candidat idéal pour les applications de fortes puissances en hyperfréquence. Cependant ; au vu de ses paramètres physiques, ce matériau bénéficie d'un effort de recherche mondial important.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié le principe de fonctionnement du transistor HEMT à base de AlGa_N/Ga_N, ainsi que ses caractéristiques électriques.

Au troisième chapitre, nous avons modélisé notre dispositif qui est le HEMT AlGa_N/Ga_N : nous avons calculé et interprété les différentes grandeurs. Pour cela, nous avons utilisé le logiciel Matlab l'optimisation de transistor HEMT comprend donc l'étude de l'influence des différents paramètres internes (*C_{gs}* et *C_{gd}*) du transistor, d'obtenir une structure conduisant un bon fonctionnement.

Nous avons obtenu des performances que nous jugeons bonnes, comparées à celles des paramètres mesurés.

Il serait souhaitable d'approfondir encore plus l'étude du transistor, en quête de meilleurs résultats. On pourrait utiliser le ternaire AlInN qui admet un meilleur accord de maille avec Ga_N, et diminuer les dimensions du dispositif pour aller vers la « Nanotechnologie ».

Introduction :

L'étude des propriétés des matériaux, et en particulier de la structure de bandes, montre que les éléments les plus légers donnent des composés à large bande interdite, dont les propriétés se rapprochent de celles des isolants, et à structure de bande indirecte. Les composés incluant du bore, de l'aluminium, ou de l'azote, et le phosphore de gallium GaP entrent dans cette catégorie ; ils ont en général peu d'intérêt pour l'électronique rapide, qui demande des semi-conducteurs à forte mobilité de porteurs, ou pour l'optoélectronique où une structure de bande directe est nécessaire pour que les transitions optiques soient efficaces. A l'autre extrémité, les éléments lourds comme le thallium ou le bismuth donnent des composés à caractère métallique. On considérera donc essentiellement les composés à base de gallium (GaAs, GaSb), ou d'indium (InP, InAs, InSb), dont les propriétés sont les plus intéressantes. La structure électronique des solides cristallins est basée sur l'hypothèse de la périodicité du cristal par translation du réseau primitif. Que devient la structure de bande si le cristal n'est plus périodique. Soit qu'il contient des impuretés occupant au hasard les sites du réseau où qu'il soit alliage dont on peut faire varier la concentration relative de ses constituants, il peut être binaire, ternaire, quaternaire suivant qu'il renferme deux, trois ou quatre éléments, la symétrie de translation n'est plus parfaite et le désordre est primordial. Les alliages ternaires semi-conducteurs des composés III-V qui apparaissent sous la forme AB_xC_{1-x} où (X) représente la concentration du composé AB et (1-X) celle du composé AC, nous ont conduit vers des applications optoélectroniques grâce à l'ajustement de plusieurs de leurs paramètres physiques en fonction de la molaire X.

I. Définition des semi-conducteurs III-V :

Les matériaux III-V sont constitués des éléments des colonnes III et V de la classification périodique des éléments. (tableau I-1) regroupe un extrait de cette classification (les chiffres en haut et en bas représentent respectivement le nombre atomique et la masse atomique). Ainsi, de nombreux composés binaires peuvent être réalisés. [9]

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

Tableau I-1 : extrait de la classification périodique des éléments.

I.1. Les composés binaires, ternaires et quaternaires des semi-conducteur III-V :

I.1.1. Les composés binaires :

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

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

A l'autre extrémité, les éléments lourds comme le thallium ou le bismuth donnent des composés à base de Gallium (GaAs, GaSb) ou d'indium (InP, InSb) dont

les propriétés sont les plus intéressantes et le tableau I-2 résume quelques paramètres pour différents matériaux de la famille III-V .

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

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

1.1.2 Les composés ternaires et quaternaires :

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

- Ternaires : s'il y a substitution de 2 atomes sur l'un des sous Réseaux ,soit $AXA'(1 - X)B$: Exemple : $Ga_xIn_{(1-x)}P$.
- Quaternaires 1+3 : s'il y a substitution de 3 atomes sur des sous réseaux soit :

$AXA'(1 - X)A''(1 - X - Y)B$: Exemple $GaXInyAL(1 - X - Y)As$.

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

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

I.2. Le nitrure de Gallium GaN :

Avec le progrès constant du marché de la communication sans fil, ainsi que l'évolution rapide des applications militaires et spatiales, les transistors micro-ondes jouent des rôles essentiels dans de nombreux aspects des activités humaines.

Les transistors HEMTs à base des matériaux à grand gap, et plus spécialement ceux réalisés à base de Nitrure de Gallium semblent être une solution prometteuse pour le développement des amplificateurs de puissance.

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

Grâce à ses caractéristiques intrinsèques, le dispositif micro-ondes à base de GaN est adapté à la production de niveaux de puissance RF très élevés à de hautes fréquences. D'autre part ces mêmes caractéristiques lui permettent de fonctionner à des températures très élevées. La largeur de bande interdite d'un dispositif GaN offre la robustesse et la fiabilité nécessaire pour le fonctionnement sous de telles conditions. Certains marchés commerciaux et militaires et aérospatiaux, qui peuvent être ciblés par les matériaux à grand Gap sont présentés dans la Figure I.1.[1]

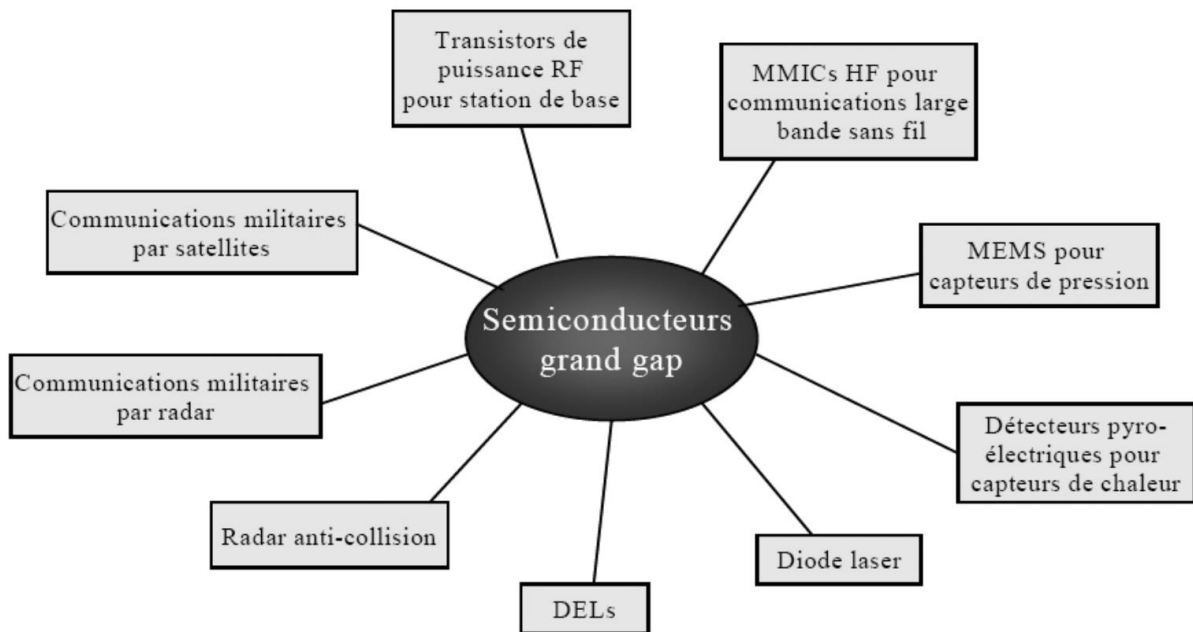


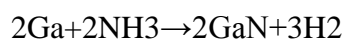
Figure I.1 : Secteurs d'applications des semi-conducteurs à grand Gap.

Tirée de De Meyer, (2005, p. 7)

Une variété d'amplificateurs de puissance sont en lice pour les parts de marché, tels que les amplificateurs à base de transistors bipolaires, GaAs (MESFET), GaAs (ou GaAs / InGaP), SiC MESFET, et GaN (HEMT). Les propriétés des matériaux de GaN comparées aux autres matériaux concurrents seront présentées par la suite.

I.3. Historique du GaN :

Les nitrures d'éléments III ont été synthétisés pour la première fois entre la fin des années 1920 et le début des années 1930 par TIEDE *et al.* Et JOHNSON *et al.* JOHNSON a décrit la conversion du gallium (Ga) sous forme de métal en nitrure de gallium (GaN) dans un cours d'ammoniac (NH₃), selon la réaction :



- Les premiers cristaux étaient produits en 1932, à haute température (1173-1273°K) soit (900- 1000°C).
- Tiede et al. ont synthétisé AlN à partir de l'aluminium (Al) métallique.
- Par la même technique ; Juza et hahn ont obtenu InN à partir de InF₆(NH₄)₃.

Presque tous les échantillons en poudre de GaN et AlN étaient synthétisés en plaçant un matériau convenable dans un four, sous un flux d'ammoniac. Plusieurs techniques de croissance épitaxiale, utilisées dans l'élaboration des III-N, ont évolué de cette approche.

Cependant, ce n'est qu'en 1971 que Pankove *et al.* ont pu obtenir des monocristaux de GaN de grande surface sur substrat saphir ; ce qui, entre autres, a permis de mesurer la valeur de la bande interdite du GaN. Une année plus tard, le premier dispositif électroluminescent à base de GaN était né; il était constitué d'une structure métal-isolant-semi-conducteur. En raison de nombreuses difficultés technologiques (comme l'absence de substrat adapté en maille, la difficulté d'obtenir le dopage de type *p*, et un dopage résiduel *n* trop élevé).

Les premiers films minces de GaN monocristallin étaient réalisés par cette méthode. Le taux de croissance était élevé (0.5µm/min), permettant la croissance de films épais, dont les propriétés étaient moins influencées par les désaccords thermiques et de réseau entre GaN et le substrat. Cependant; GaN élaboré par cette technique avait une très grande concentration résiduelle en porteurs de type *n*, de l'ordre de 10^{19}cm^{-3} .

La deuxième grande découverte était en 1986 : on a trouvé que le dépôt à basse température d'une couche tampon d'AlN, apportait de nettes améliorations dans les propriétés électriques et optiques de la couche active de GaN. Plus tard, on a trouvé qu'une couche tampon de GaN apportait les mêmes résultats.

D'autres découvertes ont été faites entre 1989 et 1992 :

- En 1989 ; on a pu obtenir GaN de type *p*, par irradiation à basse énergie par faisceau électronique (Low Energy Electron Beam Irradiation LEEBI), en utilisant le magnésium (Mg) comme dopant.
- En 1992 ; on a obtenu GaN par recuit à haute température, dans une atmosphère d'hydrogène.

Les premières diodes électroluminescentes à base de GaN émettant dans le bleu et dans l'UV ont été développées en 1989 par Amano *et al.* et commercialisées en 1993.

En 1997, les premières diodes lasers sont apparues. Aujourd'hui les hétérostructures de nitrures sont à la base des nombreuses applications optoélectroniques comme les émetteurs de lumière dans le bleu (Blu-Ray, HD-DVD, Play Station 3,...) et dans l'UV, l'éclairage en lumière blanche, la photo détectrice ultraviolette aveugle à la lumière visible ("solar-blind"), les transistors radiofréquence de puissance, etc. [1][7]

I.4. Avantages du GaN :

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 Wurtz ite et sa forte ionicité, il exhibe une variété de propriétés qui n'est pas présente(ou d'une façon moins importante) dans les semiconducteurs conventionnels. L'élément principal est l'effet de la polarisation spontanée et de la polarisation piézoélectrique dont plusieurs études expérimentales et théoriques ont révélé leurs importances dans les performances des composants à base d'hétérostructures de nitrures.

Un champ de claquage élevé associé à un faible taux d'ionisation par impact, permet d'obtenir des puissances de sortie élevées (8 fois plus par rapport aux technologies III-V GaAs).

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

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

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

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

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

I.5 Structure cristalline :

Le Nitrure de Gallium est un matériau résultant de l'association de l'Azote et du Gallium. Le Gallium (composant solide) découvert en 1875 par Lecoq de Boisbaudran, doit son nom au mot latin Gallia signifiant Gaule. L'Azote (composant gazeux) découvert en 1772 par Cavendish et Rutherford, doit son nom du mot grec Azoté signifiant : privé de vie. Le symbole N vient du français Nitrogène signifiant « engendre le Nitre ». Le GaN possède deux formes différentes. [4]

I.5.1. La structure WURTZITE :

C'est une structure qui peut être représentée par deux réseaux hexagonaux. Chaque réseau est composé soit par l'atome du Gallium soit par l'atome de Nitrure. Chacun de ces atomes est décalé de la maille élémentaire de $\frac{5}{8}$ ième suivant l'axe C, comme illustré dans la figure I.2.

I.5.2. La structure zinc-blende :

Correspond à deux réseaux cubiques faces centrées. Chaque réseau est occupé soit par les atomes de gallium, ou par les atomes d'azote, qui sont décalés de la diagonale de la maille élémentaire d'un quart soit $(\frac{1}{4} \frac{1}{4} \frac{1}{4})$.

Du point de vue cristallin, ces deux structures sont très similaires. La direction de la structure cubique (111) est la même que celle de la structure hexagonale (0001), tandis que l'empilement de leurs plans cristallins suit une séquence différente (Figure I.2). La séquence d'empilement pour le plan cubique est ABAB, alors que celle de la structure hexagonale est ABCABC, donc la position du troisième voisin est celle qui fait vraiment la différence entre ces deux structures.

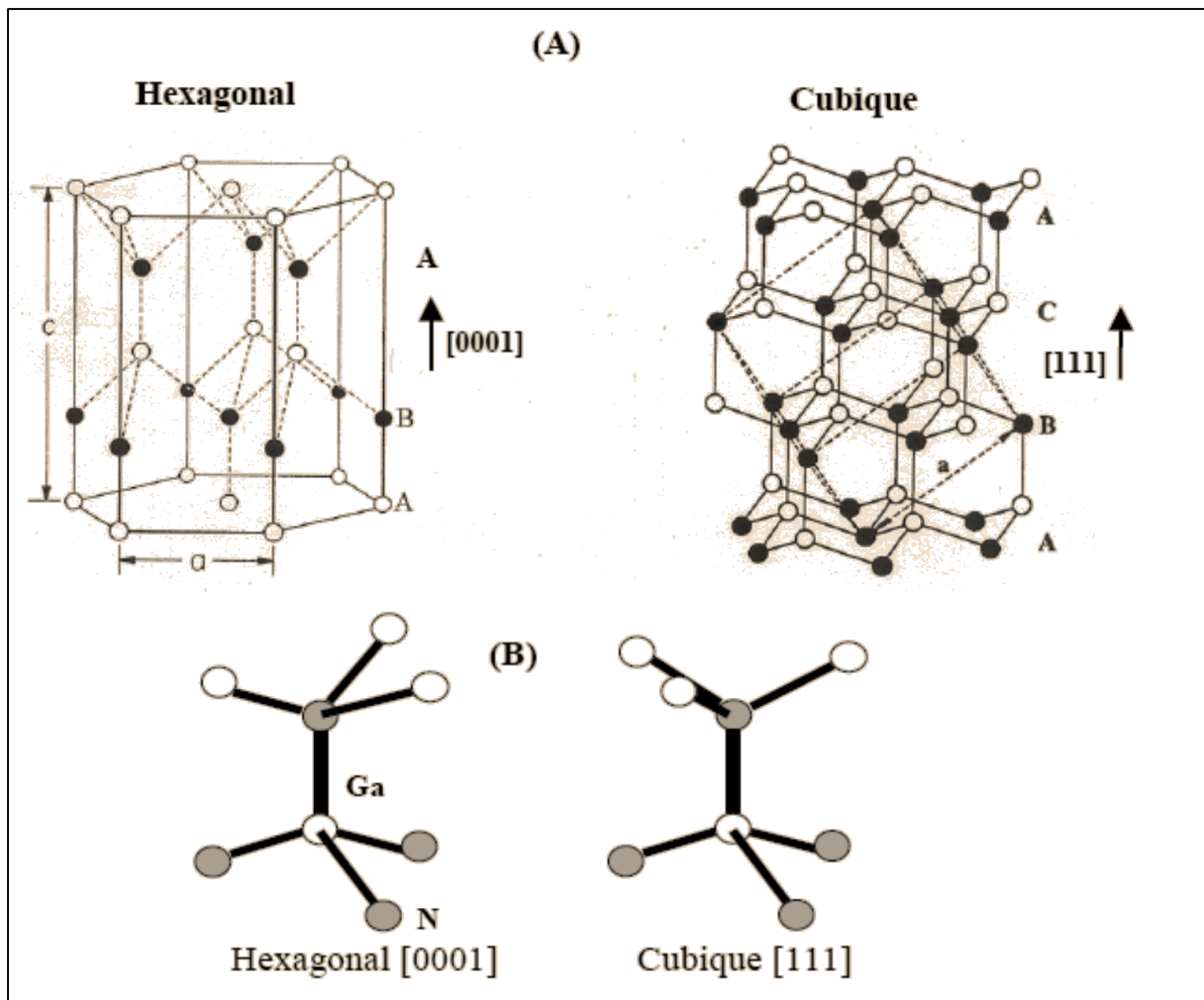


Figure I.2 : Illustration des deux phases cristalline du GaN.

Tirée de Bousbia (2006, p. 41)

Voici un tableau récapitulatif des principales propriétés des deux types de structures du GaN à une température de 300K :

	Zinc Blende	Wurtz ite
Bande interdite [EV]	3,2	3,39
Affinité électrique [EV]	4,1	4,1
Constante diélectrique	9,7	8,9
Champ critique [Vcm-1]	$\sim 5 \cdot 10^6$	$\sim 3,3 \cdot 10^6$
Vitesse MAX de saturation [cm s-1]	$\sim 2,5 \cdot 10^7$	$\sim 2,5 \cdot 10^7$

Tableau I.3 : Principales propriétés des structures du Gan.

I.6-Saturation de vitesse :

Dans certains matériaux comme GaAs et InP, les minima des vallées satellites sont séparés du minimum de la vallée Γ par une énergie de l'ordre de quelques dixièmes d'électronvolt. Ils sont donc accessibles à des électrons ayant gagné de l'énergie par un quelconque mécanisme. Dans d'autres matériaux, en particulier GaN, l'énergie de séparation est grande ; il faut alors y appliquer un grand champ électrique pour que les électrons puissent gagner ces vallées satellites. Considérons par exemple, un ensemble d'électrons possédant une énergie ϵ au voisinage du minimum Γ ; leur masse effective y est faible et leur mobilité élevée. S'ils gagnent de l'énergie en s'échauffant dans un champ électrique intense, ils vont monter dans la vallée Γ et peuvent être portés à un niveau énergétique égal ou supérieur au minimum de L ou X . Une collision avec un phonon, leur communiquant le complément d'impulsion nécessaire, peut alors les transférer dans l'une des vallées satellites. L'énergie cinétique de ces électrons va alors diminuer de l'énergie de transfert $\Delta\epsilon$ et leur masse effective augmentera ; ils sont alors brusquement ralentis. Ce phénomène est à l'origine de la saturation de vitesse de transport des électrons, observée dans les matériaux III-V, lorsque le champ électrique E augmente.

Dans certains matériaux comme GaAs et InP, les minima des vallées satellites sont séparés du minimum de la vallée Γ par une énergie de l'ordre de quelques dixièmes d'électronvolt. Ils sont donc accessibles à des électrons ayant gagné de l'énergie par un quelconque mécanisme.[9]

I.7.Principales caractéristiques du GaN :

Les matériaux à base de GaN ont beaucoup d'avantages par rapport aux matériaux semiconducteurs couramment utilisés dans la fabrication des composants électroniques. Afin de comprendre les différences entre les composants semi-conducteurs classiques et le GaN, voici un tableau comparant ces différents matériaux:

	Si	GaAs	4H-SiC	Gan	Diamond
$E_g(eV)$	1.1	1.42	3.26	3.39	5.45
$ni(cm - 3)$	1.5×10^{10}	1.5×10^6	8.2×10^{-9}	1.9×10^{-10}	1.6×10^{-27}
Er	11.8	13.1	10	9.0	5.5
$\mu n(cm^2/Vs)$	1350	8500	700	2000	1900
$V_{sat}(10^7 cm/s)$	1.0	1.0	2.0	2.5	2.7
$E_{br}(MV/cmK)$	0.3	0.4	3.0	3.3	5.6

Tableau I.4 : Tableau comparatif entre le GaN et différents semi-conducteurs.

Par la suite nous allons discuter les principaux paramètres présentés dans ce tableau.

I.7.1. Bande interdite (Gap) et champ critique (E_c) :

La bande interdite E_g mesurée en eV (Electron Volt) est la distance énergétique qui sépare le bas de la bande de conduction et le haut de la bande de valence. C'est la quantité d'énergie nécessaire pour qu'un électron traverse cet écart, lorsqu'il est soumis à une excitation.

Pour une valeur de E_g inférieure à 2eV, le matériau est donc appelé semi-conducteur. On le considère comme matériau à grand Gap, si E_g est supérieure à 2 eV. Il est faux de noter que, si la largeur de la bande interdite est vraiment très grande, on parle des matériaux isolants.

La figure I.3 illustre les différentes bandes interdites des matériaux isolants, semi-conducteurs et conducteurs.

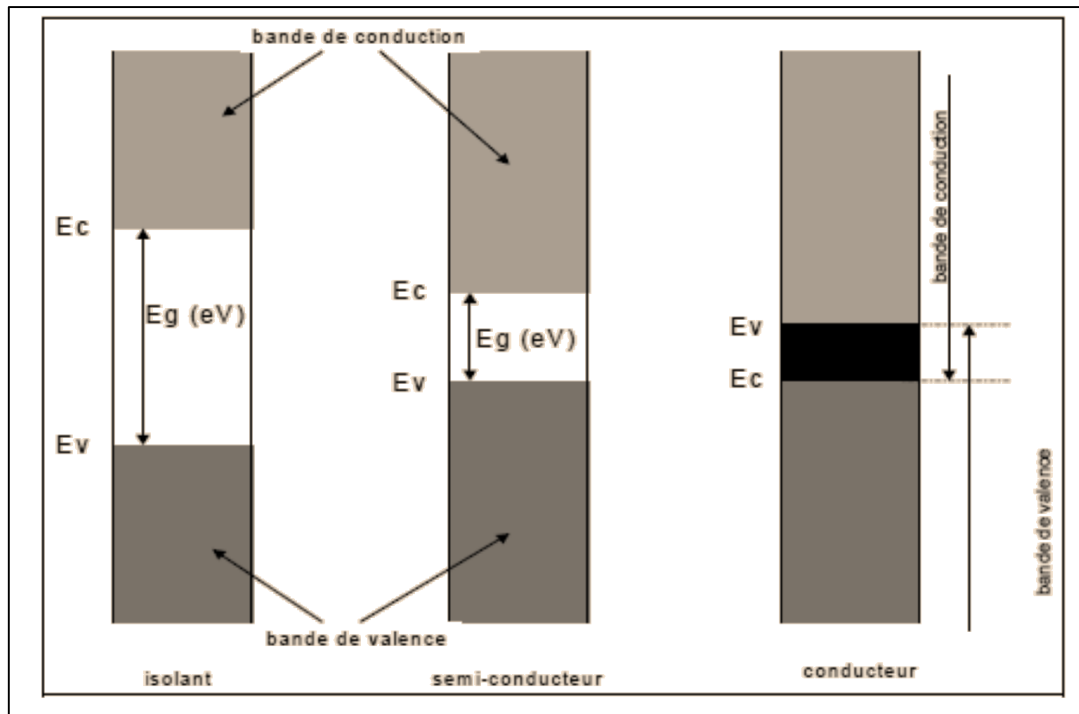


Figure I.3 : Différents diagrammes de bandes d'énergie.

Tirée de Charbonniaud (2005, p. 9)

La relation entre la bande interdite et la température est donnée approximativement par la relation suivante :

$$Eg(T) = Eg(0) - \frac{(a \cdot 10^{-4}) T^2}{T+b} \quad (\text{I.1})$$

Concernant le GaN, les valeurs de $Eg(0)$, a et b sont respectivement : 3.509 eV, 7.32 eV.K-1 et 700 eV.K-1. Comme on peut le constater la valeur de Eg décroît lorsque la température augmente.

Cette valeur est vraiment importante, car elle nous indique la limite de la température où le dispositif peut fonctionner sans détérioration. D'autre part, elle nous fixe la valeur du champ critique, ou champ de claquage du dispositif. Il est important de signaler aussi, que le champ de claquage (noté : Ec , unité : V.cm-1) est proportionnel à la valeur de la bande interdite :

$$Ec = \alpha Eg^{3/2} \quad (\text{I.2})$$

Le champ critique s'élève donc pour des énergies de bandes interdites élevées, mais aussi décroît lorsque la température augmente. Cela permet aux dispositifs à base GaN de supporter des tensions de polarisation importantes, ce qui les rend donc d'excellents choix pour les applications à hautes puissances.[3]

I.7.2. Densité de porteurs de charge intrinsèque :

La densité intrinsèque des porteurs de charge est la quantité d'électrons et trous à l'état intrinsèque du semi-conducteur. C'est la concentration d'électrons qui font le passage de la bande de valence à la bande de conduction, ou bien le nombre de trous qui se retrouvent dans la bande de valence, dans le semi-conducteur à l'état pur sans défauts cristallins, à des températures supérieures à 0°K. Cette quantité est rigoureusement la même pour les électrons et trous, elle est notée par n_i , et son unité est cm^{-3} .

$$n_i^2 = A \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{E_{g0}}{KT}} \quad (\text{I.3})$$

Où A est une constante indépendante de la température, mais qui dépend de la nature du matériau. E_{g0} Est la valeur de la bande interdite à 0°K, K est la constante de Boltzmann ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J/°K}$). La valeur de n_i^2 est une fonction exponentielle de la température, donc la valeur de T^3 peut être négligée devant le facteur $e^{-E_{g0}/KT}$ Ainsi les matériaux à grande bande interdite ayant une faible valeur n_i auront un faible courant de fuite pour des valeurs de température très grandes. Ce qui les rendent un excellent choix pour les applications à hautes températures. [5]

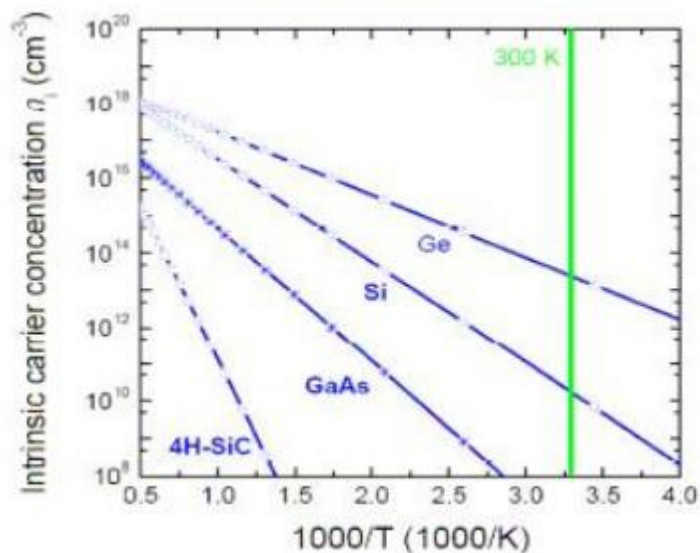


Figure I.4 : Différentes concentrations intrinsèques en fonction de la température.

Tirée de Charbonniaud (2005, p. 13)

1.7.3 Mobilité et vitesse des porteurs :

Lorsqu'on applique un champ électrique à un semi-conducteur, on entraîne un libre parcours des électrons et trous dans ce dernier (un parcours sans choc). La mobilité (notée μ , unité $cm^2/V.s$) est le résultat de ce libre parcours. Tout changement dans le réseau cristallin influence cette mobilité, soit par l'ajout des impuretés ou par l'élévation de la température.

Le fait d'augmenter le champ électrique entraîne une diminution de la mobilité des porteurs de charge, car ces derniers entrent en interactions avec les vibrations du réseau cristallin.

Le rapport entre la mobilité μ et le champ électrique \vec{E} change d'un matériau à l'autre, et dépend de la structure des bandes du semi-conducteur lui-même. La mobilité est considérée donc comme une variation non linéaire de la vitesse de recombinaison des porteurs \vec{V} :

$$\vec{V} = \mu(E) \cdot \vec{E} \quad (\text{I.4})$$

On constate dans la figure I.5, que le pic de la vitesse du nitrure de gallium, se produit pour un champ électrique nettement supérieur à celui de l'arséniure de gallium. Cela signifie que la vitesse des porteurs dans le matériau GaN est largement supérieure à celle du GaAs, pour des valeurs de champs électrique très élevées. Comme la vitesse de dérive est proportionnelle à la mobilité, elle est donc influençable par la température. On constate aussi dans la figure I.6, que pour le même champ électrique

appliqué à une température de 500°K, la vitesse des porteurs dans un matériau GaN est environ 3 fois supérieure à celle dans un matériau GaAs. [5]

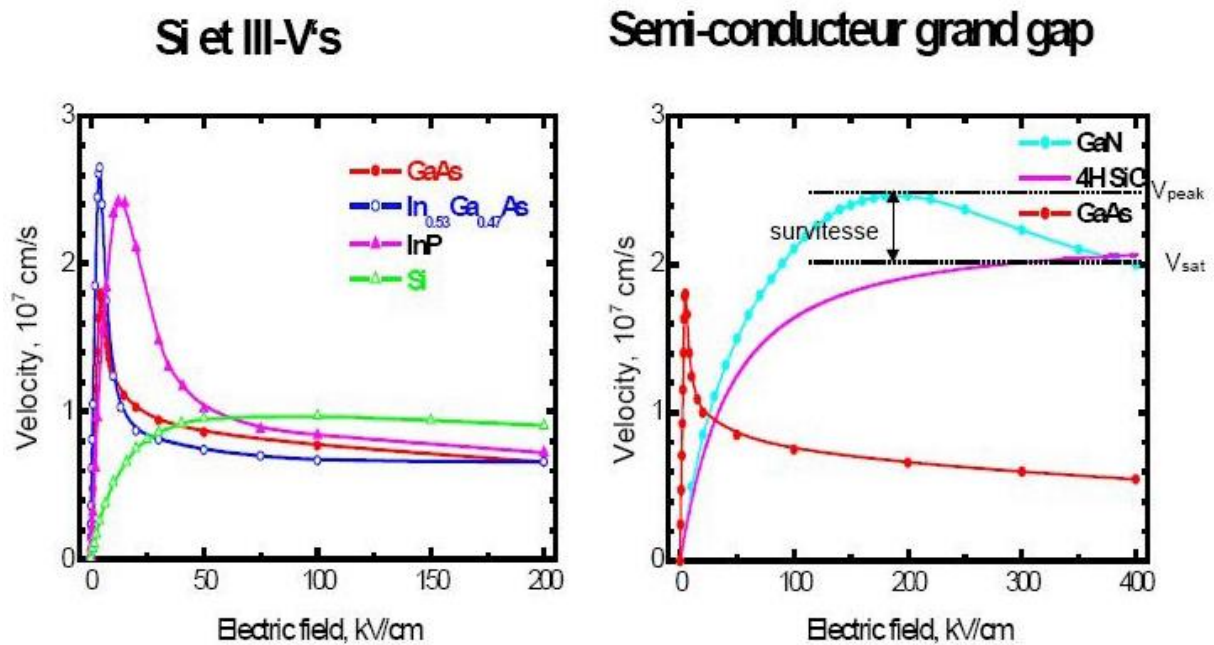


Figure I.5 : Variation de la vitesse de saturation en fonction du champ électrique pour différents matériaux.

Tirée de Charbonniaud (2005, p. 15)

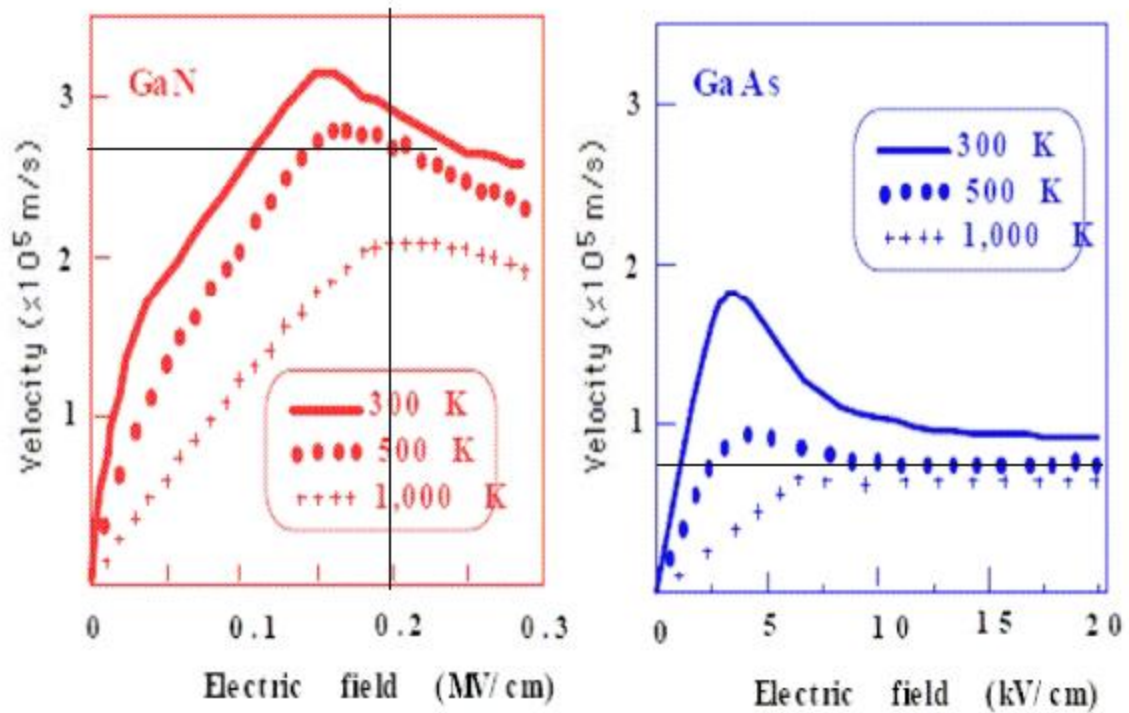


Figure I.6 : Comparaison des vitesses de saturation des matériaux GaN et GaAs en fonction du champ électrique pour différentes températures.

Tirée de Charbonniaud (2005, p. 16)

Ci-dessous un récapitulatif illustré dans la figure I.7, qui donne la relation entre les propriétés du matériau GaN, et les performances relatives à chaque propriété.

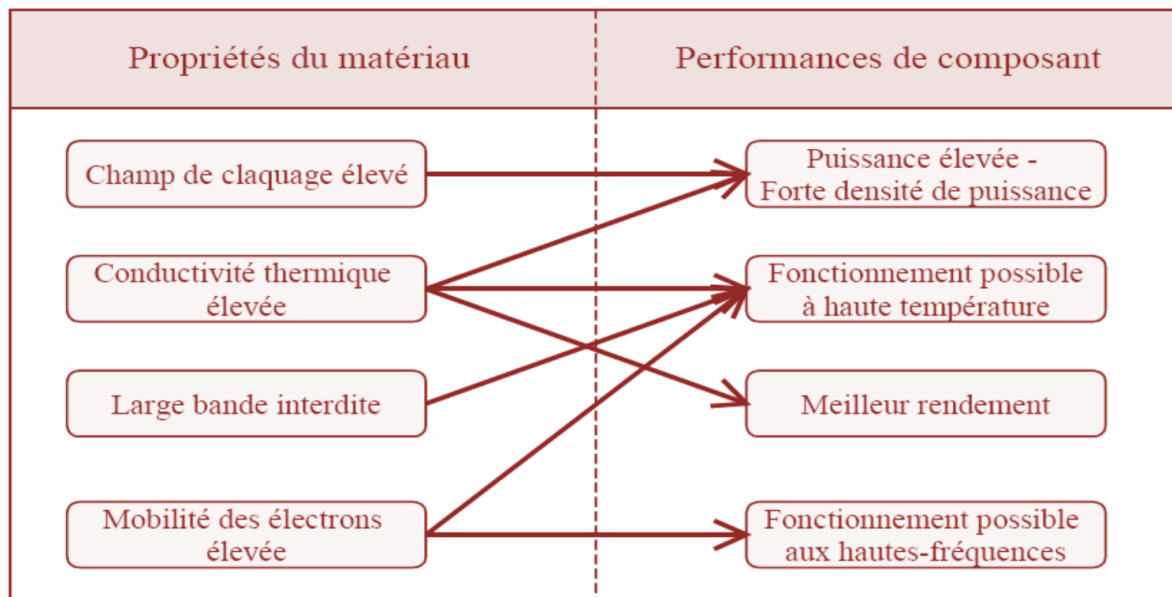


Figure I.7 : Performances du matériau GaN par rapport à ses propriétés.

Tirée de De meyer (2005, p. 8)[1]

Conclusion :

Nous avons introduit dans ce chapitre les principales caractéristiques du cristal GaN. Nous avons présenté et commenté, dans un contexte général, les principaux paramètres physiques et électriques qui distinguent le GaN des autres matériaux. Quelques critères de comparaison avec d'autres matériaux utilisés dans la fabrication des transistors de puissance ont été proposés.

Quelques aspects chiffrés qui permettent de mettre en évidence les réelles potentialités de la technologie GaN ont été également présentés.

Ce composant est le principal constructif des transistors GaN/HEMT qu'on va étudier dans le prochain chapitre en détail.

Introduction

Le transistor est un composant semi-conducteur utilisé comme amplificateur et Switch. C'est un composant à trois accès. Un courant ou une tension faible appliquée à un accès contrôle le courant à travers les deux autres accès.

On distingue deux grandes familles de transistor : les transistors bipolaires (BJT) et les transistors à effet de champ (FET). En ce qui concerne les BJTs, les trois accès sont la base, le collecteur et l'émetteur. Un faible courant électrique appliqué sur la base permet la modulation du flux de courant entre le collecteur et l'émetteur.

Dans le cas des FETs, c'est la tension appliquée sur la grille qui permet de moduler le courant circulant entre le drain et la source.

II.1.Historique :

Les premiers transistors HEMT (High Electron Mobility Transistor) sont apparus en 1980 (Fujitsu, Thomson) En 1985, le HEMT est présenté comme un composant micro-onde unique ayant les plus faibles caractéristiques en bruit au monde. Initialement, ce transistor était utilisé dans un radiotélescope à Nobeyama, Japon, qui présente un diamètre de 45 mètres. En refroidissant le composant à la température de l'hélium liquide, il est possible de capter un signal provenant d'une molécule interstellaire située à mille années lumières de la Terre. Plus tard, le HEMT sera implanté dans des récepteurs de télévision pour capter les signaux des satellites géostationnaires (36000km d'altitude). Puis petit à petit, ce composant se fera une place dans notre quotidien.

Le HEMT constitue une évolution majeure du MESFET (Fet à jonction métal/semi-conducteur) et a pris le pas sur ce dernier depuis le début des années 1990. Ce composant est désormais largement utilisé en tant que composant faible bruit dans les systèmes de télécommunications terrestres et spatiales, dans les radiotélescopes, dans les récepteurs de télévision par satellite, ..., dans bon nombre de systèmes électroniques, des téléphones portables aux véhicules automobiles .[2][4]

II.2. Définition de l'hétérojonction

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

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

L'intérêt d'une telle structure réside dans la création d'un décalage entre les bandes d'énergie permises des deux semi-conducteurs. Les énergies de bande interdite des deux matériaux n'étant pas égales, il y a création de discontinuités en bandes de conduction ΔE_C et de valence ΔE_V à l'interface. En fonction de la position des bandes interdites, l'hétérojonction peut être de trois types différents :

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

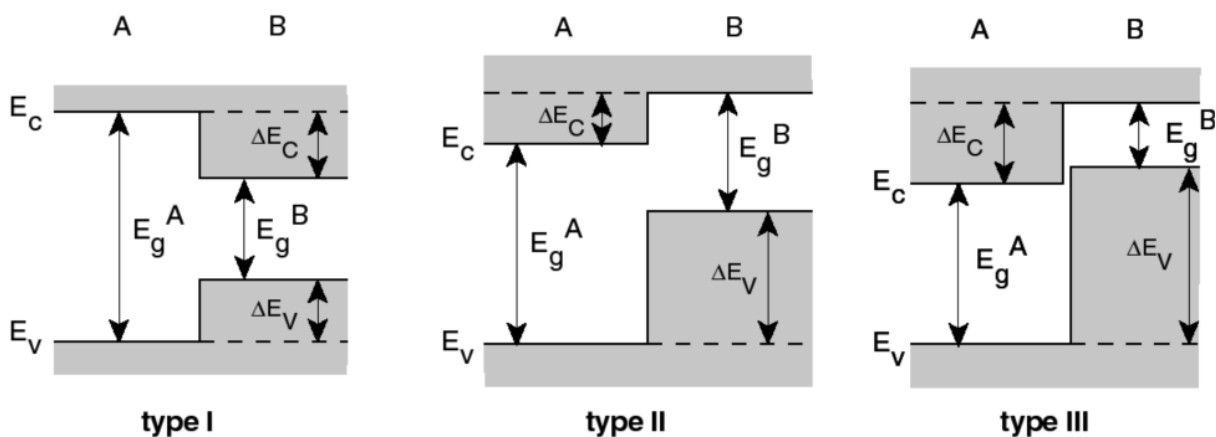


Figure II.1: Les trois types d'hétérojonctions entre deux semiconducteurs A et B ayant des énergies de bande interdite $E_g(A)$ et $E_g(B)$. E_C et E_V désignent la bande de conduction et la bande de valence. ΔE_C et ΔE_V sont les discontinuités de bande de conduction et de valence.

II.3. Diagramme des bandes d'une hétérojonction :

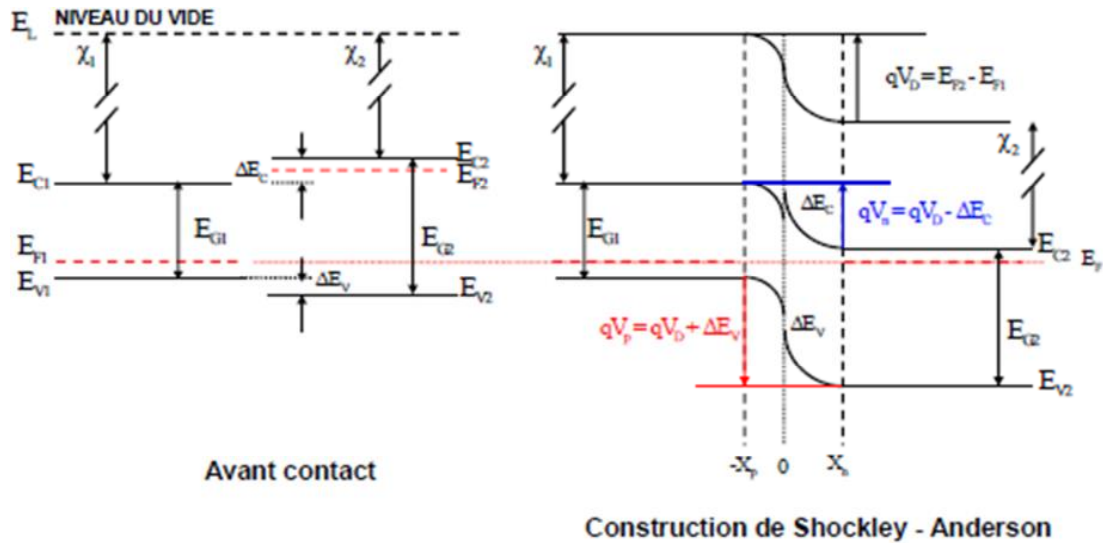


Figure II.2 : Diagramme des bandes d'une hétérojonction à l'équilibre. [1]

II.4. Hétéro structure AlGaIn/GaN

II.4.1 Hétéro structure classique AlGaIn/GaN

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

La juxtaposition d'un matériau à large gap (AlGaIn : 3,82eV), et un autre à gap un peu plus faible (GaN : 3,4eV), forme une hétérojonction entraînée par la discontinuité de la bande de conduction à l'interface (ΔE_c). La figure II.3 représente les niveaux d'énergie de chaque matériau avant contact. [1][9]

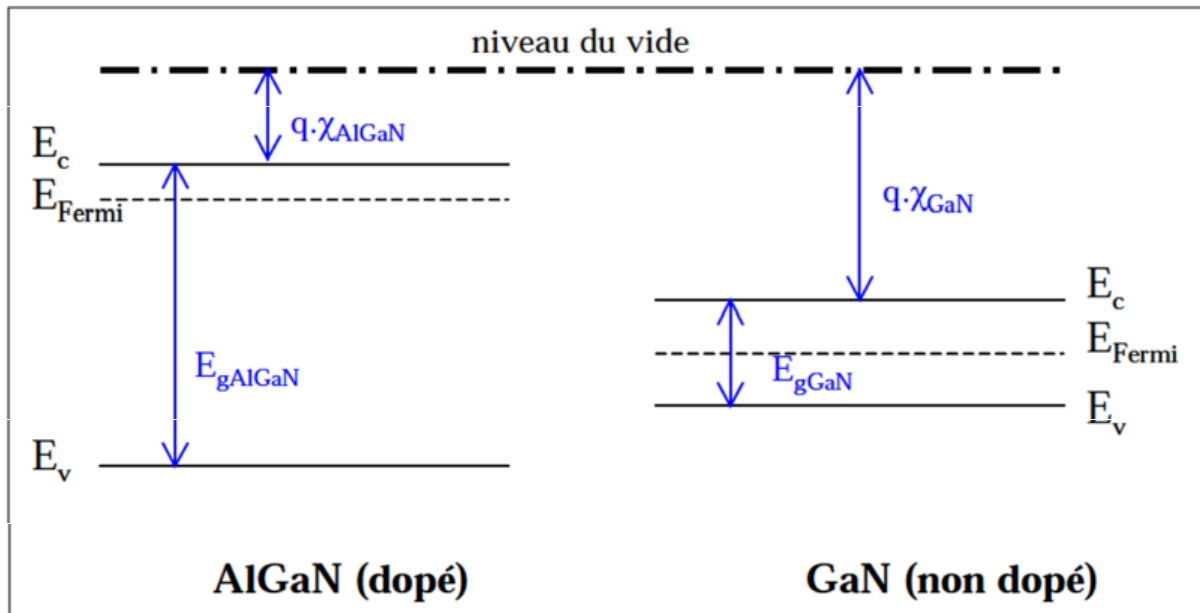


Figure II.3 : Niveaux d'énergie d'AlGaN et GaN, mis en jeu dans l'hétérojonction.

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

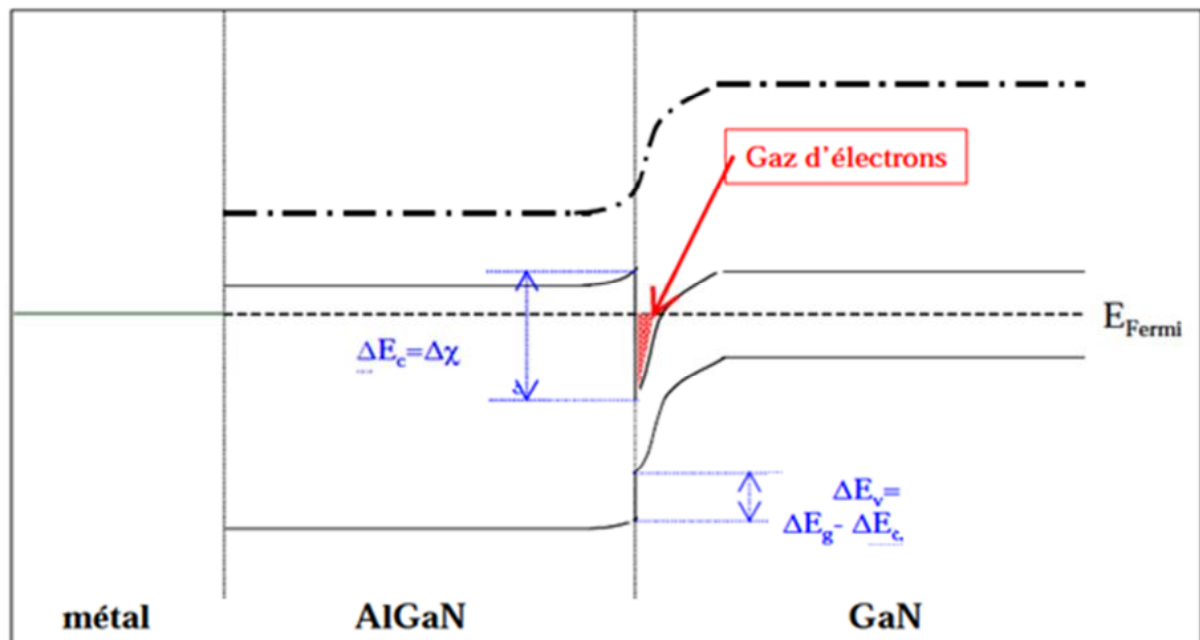


Figure II.4 : Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée nulle.

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

Il faut noter qu'on appliquant une tension sur la grille du transistor, on peut ainsi contrôler l'intensité du courant qui circule dans le canal. Cette tension va moduler le gaz bidimensionnel, qui va augmenter la densité des porteurs dans le canal. La figure II.5 illustre l'hétérojonction lorsqu'une tension non-nulle est appliquée sur la grille.

Une saturation du courant s'observe en raison de la vitesse de saturation des électrons pour des fortes valeurs de tension entre drain et source. Si l'on compare une fois encore le HEMT au MESFET, la mobilité des électrons étant plus élevée dans un gaz que dans un matériau dopé, il est plus rapide que ce dernier, permettant des applications à plus haute fréquence. [3]

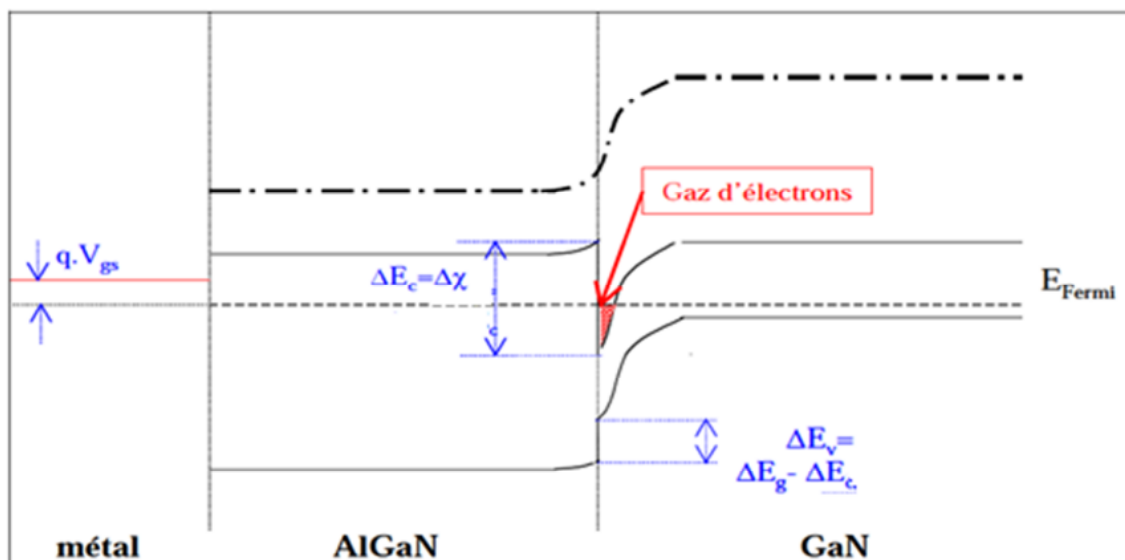


Figure II.5: Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée non nulle.

II.4.2. Hétérostructure physique avec couche espaceur AlGaN/AlN/GaN

L'utilisation d'une couche espaceur en AlN permet d'augmenter la densité et la mobilité des porteurs dans le canal. La couche AlN permet notamment d'améliorer la qualité du cristal. La figure II.6 montre la structure épitaxiale d'une hétérostructure AlGaN/AlN/GaN. [17][11]

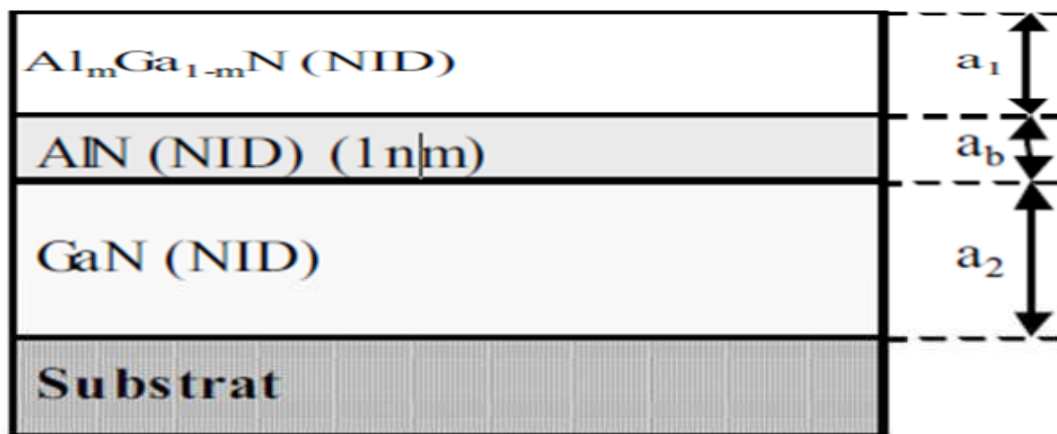


Figure II.6: Structure épit axiale d'une hétérostructure AlGaN/AlN/GaN.

Une épaisseur d'AlN comprise entre 0,5 et 1 nm est la plus couramment employée.

II.5 Transistor HEMT

Le HEMT (High Electron Mobility Transistors) appartient à la famille des transistors à effet de champ. Il est un cas particulier du MESFET (Métal Semi-conducator Field Effect Transistor).

Ce composant possède plusieurs dénominations dans la terminologie anglo-saxonne, TEGFET (Two-dimensional Electron Gas Field Effect Transistor), MODFET (Modulation Doped Field Effect Transistor) mais également HFET (Heterojunction Field Effect Transistor). Ce dernier terme est toutefois généralement plutôt réservé à un autre composant à hétérostructure dans lequel le transport s'effectue dans un matériau dopé alors qu'il est non dopé pour le HEMT. [1][3]

II.5.1 Historique du transistor HEMT

La naissance du transistor HEMT (High Electron Mobility Transistor) date de peu après 1979 où Dingle et al. ont eu l'idée d'utiliser des hétérojonctions du type GaAs/Al_xGa_{1-x}As, pour séparer spatialement les électrons libres des impuretés, ce qui favorise la mobilité dans ces hétérostructures à gaz d'électrons. Une invention conjointe entre Thomson CSF (France) et Fujitsu (Japon) permet, par la suite, la conception des premiers transistors HEMT en 1980.

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

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

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

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

Très récemment, des sociétés comme CREE et SOITEC commencent à proposer des wafers GaN, tout en continuant leur production de wafers SiC beaucoup plus matures. Les travaux de K.K. Chu font état d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN sur substrat GaN polarisé à

50 V sur le drain, ayant une densité de puissance de 9,4 W/mm avec un *PAE* associé de 40 % à 10 GHz.

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

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

Ce composant est désormais largement utilisé en tant que composant faible bruit dans les systèmes de télécommunications terrestres et spatiales, dans les radiotélescopes, dans les récepteurs de télévision par satellite, ..., dans bon nombre de systèmes électroniques, des téléphones portables aux véhicules automobiles.[5][14]

II.5.2 Structure d'un HEMT

Tel que nous l'avons noté précédemment, un transistor HEMT est constitué de trois différents matériaux : Un substrat, un matériau à large Gap et un autre matériau à plus faible Gap.

La jonction de ces deux derniers matériaux engendre la formation du gaz bidimensionnel d'électrons à l'interface, et la tension appliquée sur la jonction Schottky module ce gaz bidimensionnel, la figure suivante donne la structure complète d'un transistor HEMT, et nous allons discuter par la suite chaque élément de base de cette structure.

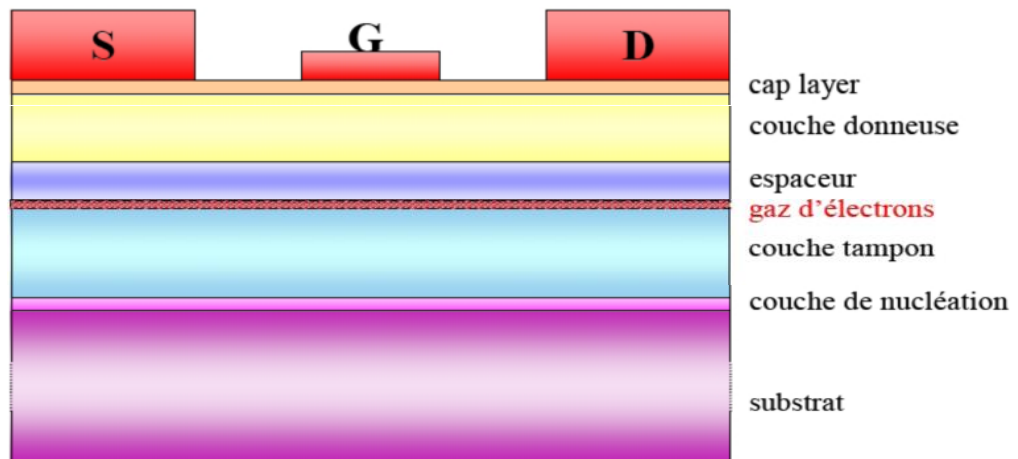


Figure II.7: Structure d'un transistor HEMT.

- **Le substrat:** tel qu'expliqué précédemment, nous avons recours à des substrats de matériaux autre que le GaN, et les matériaux souvent utilisés sont : le silicium, le saphir, le carbure de silicium.
- **La couche de nucléation:** sert à minimiser le désaccord de maille entre la couche tampon et le substrat, et pour s'assurer d'avoir une bonne qualité cristallographique pour faire croître la couche du cristal de GaN.
- **La couche tampon:** cette couche est constituée du matériau GaN, c'est dans la partie supérieure de cette couche que le gaz bidimensionnel sera formé, elle est également appelée Buffer.
- **Le canal :** Le canal est situé dans la couche de matériau à petit gap non intentionnellement dopée. C'est la plus importante partie du HEMT : c'est là où se crée le gaz bidimensionnel d'électrons. C'est la couche qui détermine les performances du composant à travers les propriétés de transport des électrons dans le matériau.
- **L'espaceur:** réalisé dans notre cas par le matériau nitrure de gallium-aluminium AlGaN. Son rôle est de minimiser les interactions électrons-donneurs, entre le gaz bidimensionnel et la couche donneuse. Elle est soumise à un compromis par rapport à son épaisseur, plus elle est fine plus la concentration des charges dans le canal augmente, présentant ainsi une forte densité de courant, réduisant aussi la résistance de source. Plus elle est épaisse, plus la densité des porteurs de charge diminue, augmentant ainsi la mobilité des électrons.
- **La couche donneuse :** C'est dans cette couche que la zone d'espace de charge se forme au niveau de la jonction Schottky de grille ainsi qu'aux abords de

l'hétérojonction. C'est une couche de matériau grand gap AlGa_N dopée et qui fournit des électrons libres à la structure. Son dopage est généralement élevé, en utilisant le silicium qui y joue un rôle important car il contribue à l'augmentation de la concentration des électrons fournis.

- **La couche Cap layer:** c'est une fine couche de nitrure de Gallium, sur laquelle sont réalisés les contacts ohmiques, et le contact Schottky, la finesse de son épaisseur permet de réduire les résistances d'accès.

II.5.3 Transistor HEMT AlGa_N/Ga_N

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

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

Le point faible de ce type de composant par rapport aux autres filières est son prix. Les hétéro structures à base de Ga_N sont fabriquées sur des substrats en carbure de silicium SiC (2000\$ la plaquette 2 pouces) ou en saphir Al₂O₃ (70\$ la plaquette 2 pouces) qui sont très coûteux. Ces dernières années, on a réalisé des couches d'AlGa_N/Ga_N sur des substrats silicium de type Si (111) ou Si (001) qui sont moins chers. La société Nitronex vient d'annoncer un transistor HEMT Ga_N sur silicium destiné aux applications Wi Max dans la bande de fréquence 2,3GHz à 2,7GHz. Ce transistor franchirait la barre psychologique du dollar par watt.[7][15]

II.5.4 Principe de fonctionnement du HEMT AlGa_N/Ga_N :

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

proportionnelle au nombre de porteurs libres dans le canal, et donc au courant entre source et drain. C'est l'effet d'amplification transistor qui permet de transformer un faible signal appliqué sur la grille en un signal plus fort récupéré sur le drain. La différence avec le transistor classique est que le HEMT utilise une hétérojonction.

La structure des couches des HEMT est réalisée de façon à séparer physiquement les électrons libres dans le canal des donneurs ionisés, ceci afin d'augmenter la mobilité des électrons par la réduction de la répartition des impuretés ionisées. Ainsi la différence essentielle entre les MESFET et les HEMT se situe au niveau du principe même du contrôle du courant dans le canal. Alors que dans le cas du MESFET, l'électrode de grille contrôle la section du canal disponible pour la conduction, dans le cas du HEMT, elle contrôle la densité d'un gaz d'électrons libres dans une zone non dopée située sous l'hétéro-interface qui constitue le canal du transistor. Le gaz d'électrons étant créé, il est possible de contrôler la densité de porteurs dans le canal par l'intermédiaire de la tension appliquée sur la grille. La figure II.8 présente les diagrammes de bande de la zone située sous la grille en fonction de la polarisation de grille appliquée. Lorsque la tension V_{gs} augmente, le puits de potentiel devient de plus en plus profond, permettant à un nombre plus grand d'électrons de diffuser dans le GaAs. Comme pour le MESFET, La tension V_{ds} crée un champ électrique dans le canal qui entraîne les électrons de la source vers le drain, formant ainsi un courant I_{ds} (drain-source). Pour des tensions de grille suffisamment négatives, la densité de porteurs dans le canal devient négligeable et aucun courant significatif ne circule dans le canal. Le HEMT est alors pincé. L'évolution du courant de drain en fonction de la tension de drain et pour différentes valeurs de la tension de grille est sensiblement la même que pour le MESFET. De plus, un effet de saturation de courant intervient également pour le HEMT. Il provient de la limite de vitesse des électrons.[16][10]

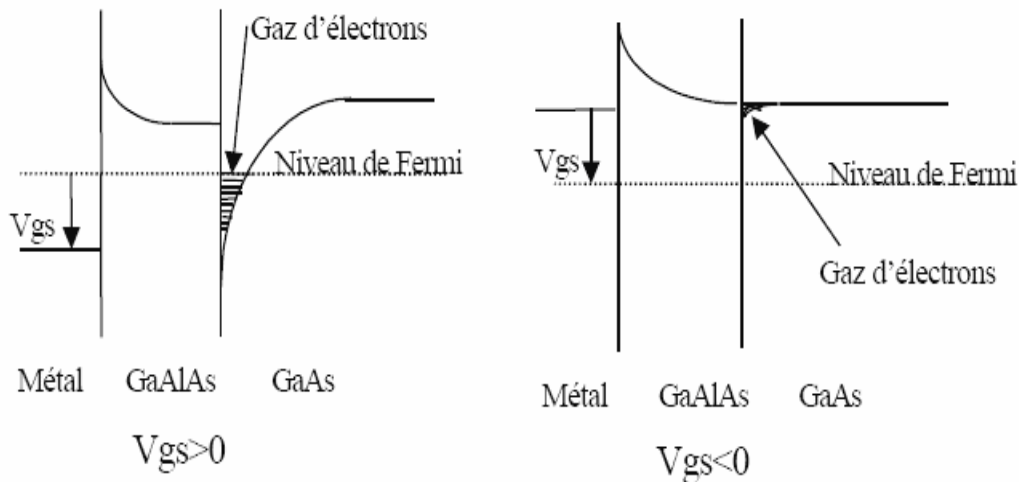


Figure II.8 : Influence de la tension de commande sur le diagramme de bande.

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

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

II.6. Avantages et inconvénients des transistors

Le transistor à effet de champ de type HEMT présente de nombreux avantages, et il est considéré comme un composant à faible bruit et à faible consommation d'énergie. Depuis son apparition, il est devenu un élément important pour les dispositifs électroniques à grande vitesse et les dispositifs optoélectroniques (modulateurs, détecteurs, et les lasers).

Son comportement électronique est une source de courant contrôlée en tension. Parmi ces avantages et ces inconvénients on peut citer: [9]

II.6.1 Avantages

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

II.6.2 Inconvénients

* Technologie très coûteuse puisque les couches à réaliser sont de très faibles épaisseurs et les performances du transistor exigent une qualité critique de l'hétéro-interface où se localise le gaz bidimensionnel.

* La concentration des porteurs dans le canal dépend fortement de l'épaisseur et du dopage de la zone de grand gap, ce qui rend difficile la maîtrise de la tension de commande.

II.7. Caractéristiques électriques du HEMT

II.7.1 Propriétés fondamentales

L'effet souhaité dans la réalisation de tels dispositifs reste un effet d'amplification, ou effet transistor ; celui-ci procède de l'application simultanée du signal à amplifier (sur la grille) et d'une tension de polarisation continue de part et d'autre de la structure, entre source et drain. Le courant total résultant du déplacement des porteurs situés à l'hétérojonction peut être modulé par le potentiel appliqué sur la grille du composant. Il est évident que, comme tout phénomène physique, celui-ci se voit confronté à un certain nombre d'effets limitatifs. Dans l'optique de comprendre certains d'entre eux, il peut être important de décrire plus en détail la topologie des dispositifs HEMTs employés.

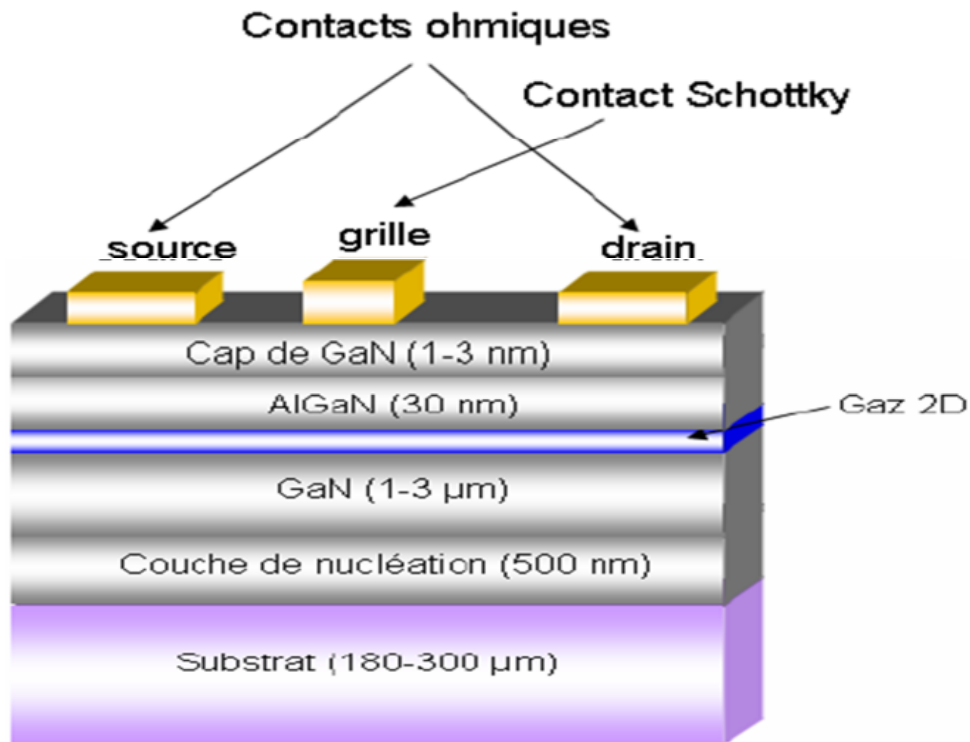


Figure II.9 : Topologie usuelle d'un HEMT AlGaN/GaN.

Sur la figure, il est aisé de constater que l'apposition de la grille métallique ne s'effectue pas de manière symétrique. Elle se trouve plus proche du contact de source que du contact de drain. Pour mieux comprendre cette singularité dans la structure, analysons la carte du champ électrique régnant dans le dispositif, suite à l'application d'une différence de potentiel entre drain et source (figure) [14]

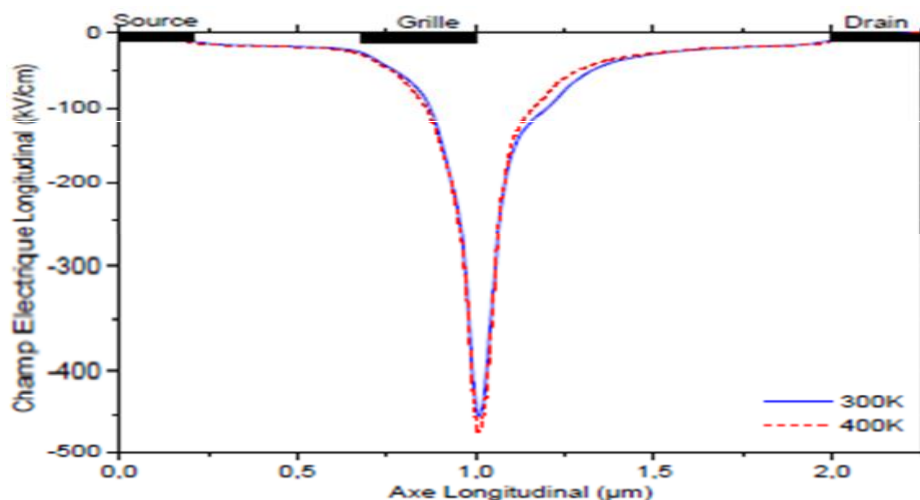


Figure II.10 : Etalement du champ électrique dans le canal pour deux températures différentes.

Nous constatons un étalement ostensible du champ électrique dans l'espace grille - drain, avec un maximum absolu en sortie immédiate de grille. Il est aisé de se figurer que la répartition de l'énergie dans la structure évolue suivant la même allure que le champ électrique. On parvient donc à expliquer le désaxement de l'électrode commande par la nécessaire distribution du champ, laquelle permet d'amoinrir la valeur du champ « pic », et donc d'augmenter significativement la tension de claquage du transistor. A noter que cette distance grille - drain ne peut être augmentée indéfiniment : celle-ci détermine directement les performances en hyperfréquences des composants (notamment la fréquence de coupure).[1]

II.7.2 Modèle petit-signal d'un HEMT

Afin de concevoir et simuler des circuits à base de ces composants, il faut construire un modèle électrique du transistor. Le modèle le plus souvent utilisé est un modèle électrique en éléments localisés pour son adaptation à la CAO. La Figure II.11 montre l'origine physique de ce modèle équivalent en éléments localisés d'un transistor HEMT. La Figure II.12 représente ce modèle tel qu'il peut être utilisé en simulation dans un logiciel de CAO.

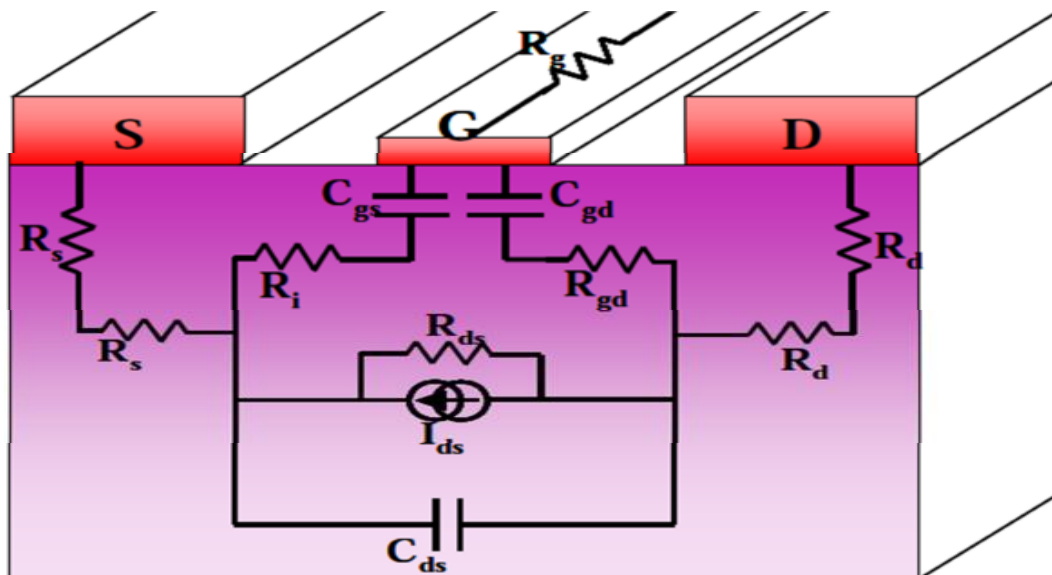


Figure II.11 : Origine physique des éléments du modèle électrique petit signal du HEMT.[4]

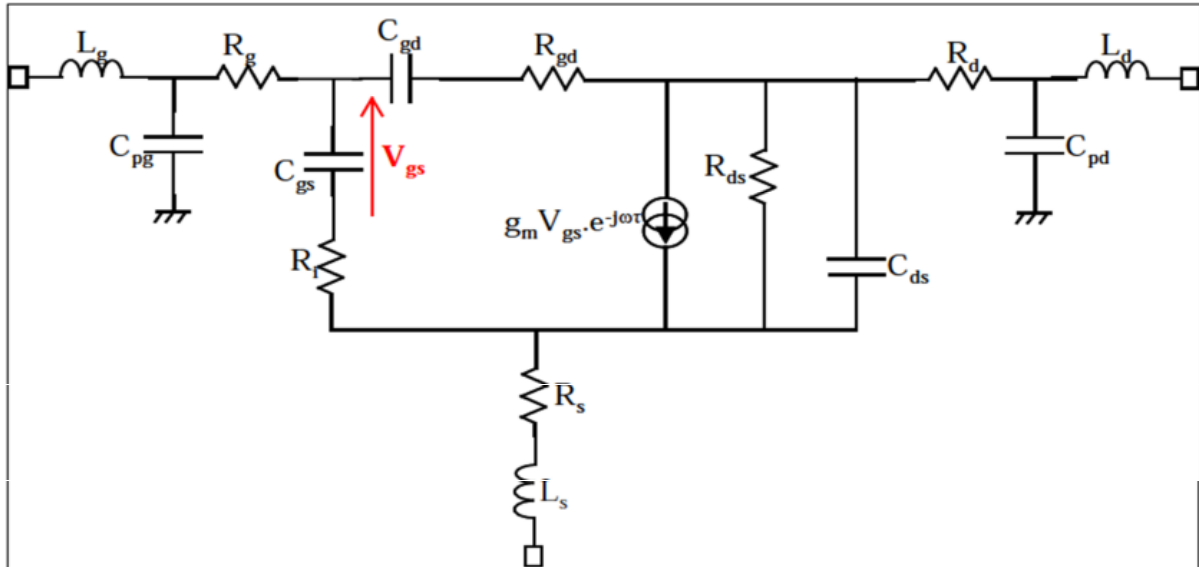


Figure II.12 : Modèle électrique petit signal simplifié du HEMT.

II.7.2.1 Éléments intrinsèques

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

- **La transconductance**

Le générateur de courant $I_{ds} = g_m V_{gs} e^{-j\omega t}$ représente l'effet fondamental du transistor. Il constitue une source de courant contrôlée en tension, modélisant le phénomène de gain au sein du composant. Le retard t imposé à la source traduit le temps de transit des électrons dans le canal. La transconductance g_m , caractéristique fondamentale d'un transistor, représente la variation du courant dans le canal en fonction de la polarisation de grille, à tension drain-source constante. Les HEMTs se distinguent de tous les autres transistors à effets de champ par leur transconductance élevée. Elle est définie comme suit :

$$g_m = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right) \Big|_{v_{ds} = \text{cte}} \quad (\text{II.1})$$

- **La conductance de sortie**

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

$$g_d = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right) \Big|_{v_{gs} = \text{cte}} \quad (\text{II.2})$$

- **La capacité grille-source**

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

$$C_{gs} = \left(\frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}} \right) \Big|_{V_{gd}=\text{cte}} \quad (\text{II.3})$$

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

- **La capacité grille-drain**

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

$$C_{gd} = \left(\frac{\partial Q_g}{\partial V_{gd}} \right) \Big|_{V_{gs}=\text{cte}} \quad (\text{II.4})$$

Cette capacité détériore les performances dynamiques de deux façons :

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

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

- **La capacité drain-source**

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

- **Les résistances R_i et R_{gd}**

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

II.7.2.2 Eléments extrinsèques

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

- Les résistances R_s , R_d et R_g

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

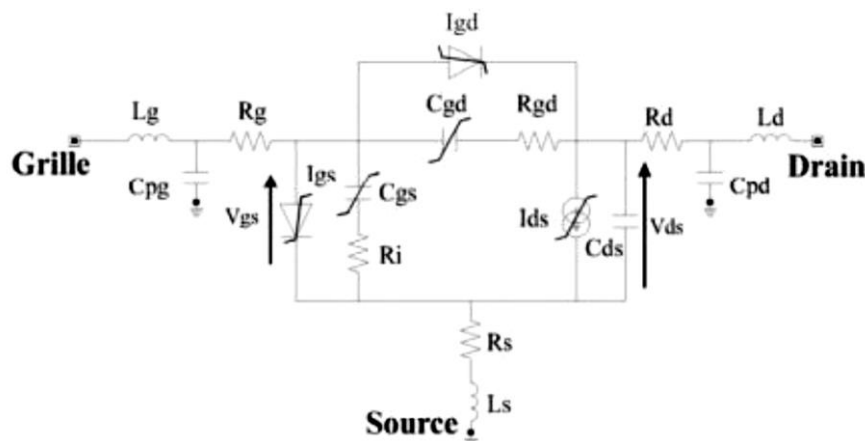
La résistance de grille R_g représente les pertes dues à l'effet distribué le long de l'électrode de grille du signal de commande.

- Les éléments parasites d'accès

L_g, L_s, L_d et C_{pg}, C_{ps} et C_{pd} (Figure II.12) sont les inductances et les capacités parasites d'accès aux électrodes, respectivement de grille, de source et de drain. Elles ne dépendent que de la largeur du transistor.

II.8. Fonctionnement grand signal

De nouveaux paramètres seront pris en considération lorsque l'amplificateur opère en régime non-linéaire, les définitions qui vont être citées par la suite sont référencées par rapport à la figure II.13 :



L'effet fondamental du transistor

Figure II.13 : Schéma équivalent fort signal d'un HEMT.

Est décrit par la source de courant non linéaire I_{ds} , commandée par les tensions V_{gs} et V_{ds} . Plusieurs expressions analytiques de cette source sont proposées dans la littérature; cependant, elles ne permettent pas une représentation complète du comportement non linéaire d'un HEMT dans toutes les zones de fonctionnement.[3][11]

La densité de puissance

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

La puissance de sortie

Notée P_s , et définie comme suivant :

$$P_s = \frac{1}{2} \operatorname{Re} (VI^*) \quad (\text{II.5})$$

Le gain en puissance

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

$$G_p = \frac{P_s}{P_E} \quad (\text{II.6})$$

Le rendement en puissance ajoutée

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

$$\eta_{PAE} = \frac{(P_s - P_E)}{P_{dc}} \quad (\text{II.7})$$

II.8.1. Caractéristiques électriques et figures de mérite

II.8.1.1 Caractéristiques statiques I_{ds} , (V_{ds})

La figure II.14 représente les caractéristiques statiques classiques d'un HEMT. Il s'agit ici de définir le courant I_{ds} , circulant entre le drain et la source lorsque l'on fait croître la tension V_{ds} en maintenant la tension de commande grille-source V_{gs} à une valeur constante.

Sur ces courbes, trois régimes de fonctionnement sont observés :

- Le régime ohmique (a) : le courant I_{ds} croît de façon linéaire en fonction des tensions V_{ds} et V_{gs} . Cette zone est délimitée par les valeurs V_{knee} et I_{dsmax} .

- Le régime de saturation (b) : le courant I_{ds} est quasi-constant vis-à-vis de la tension drain-source mais croît avec la tension grille-source.
- L'avalanche (c) : le courant I_{ds} " s'emballe " jusqu'à destruction du composant.

Nous apportons ici quelques détails sur ces trois zones de fonctionnement du transistor :

(a) Pour de faibles valeurs de la tension drain-source : plus cette tension augmente et plus la mobilité des électrons dans le canal augmente, induisant un accroissement du courant I_{ds} .

Plus la vitesse de saturation des électrons est faible et plus la limite supérieure V_{knee} de cette zone sera petite.

(b) Au-delà de la tension $V_{ds} = V_{knee}$ (appelée tension de coude) : les électrons du canal atteignent leur vitesse de saturation. En conséquence, le courant I_{ds} atteint un certain niveau de saturation pour une tension de commande donnée.

(c) Lorsque le champ dans le canal atteint la valeur du champ critique de claquage, un phénomène d'avalanche se produit. En effet ; lorsque le champ atteint cette valeur correspondant à une tension drain-source V_{bd} (appelée tension de claquage ou breakdown voltage en anglais), de plus en plus d'électrons et de trous sont libérés jusqu'à une augmentation brutale et irréversible du courant I_{ds} ; le composant est finalement détruit. Cette caractéristique est particulièrement importante en grand signal, car elle indique la limite des tensions de commande du transistor.

Pour modéliser le courant drain-source d'un HEMT, il faut prendre en compte la contribution de trois éléments :

- Le courant principal résultant du déplacement des électrons du gaz bidimensionnel dans le puits quantique à l'interface de l'hétérojonction.
- Le courant de l'effet MESFET parasite sous la grille, dû à une déplétion incomplète.
- Les éléments parasites résistifs des chemins d'alimentation de drain, grille et source du transistor qui induisent des chutes des tensions V_{ds} et V_{gs} , et donc une diminution du courant I_{ds} et de la transconductance extrinsèque.

On observe que le courant I_{ds} croît quand la tension de commande V_{gs} augmente.

Lorsque l'on applique une tension de grille de plus en plus négative, le niveau de Fermi baisse par rapport aux énergies mises en jeu dans le canal, entraînant une diminution de la densité d'électrons dans le canal et donc une diminution du courant I_{ds} .

La concentration des porteurs dans le canal dépend fortement de l'épaisseur et du dopage de la zone de grand gap.[2]

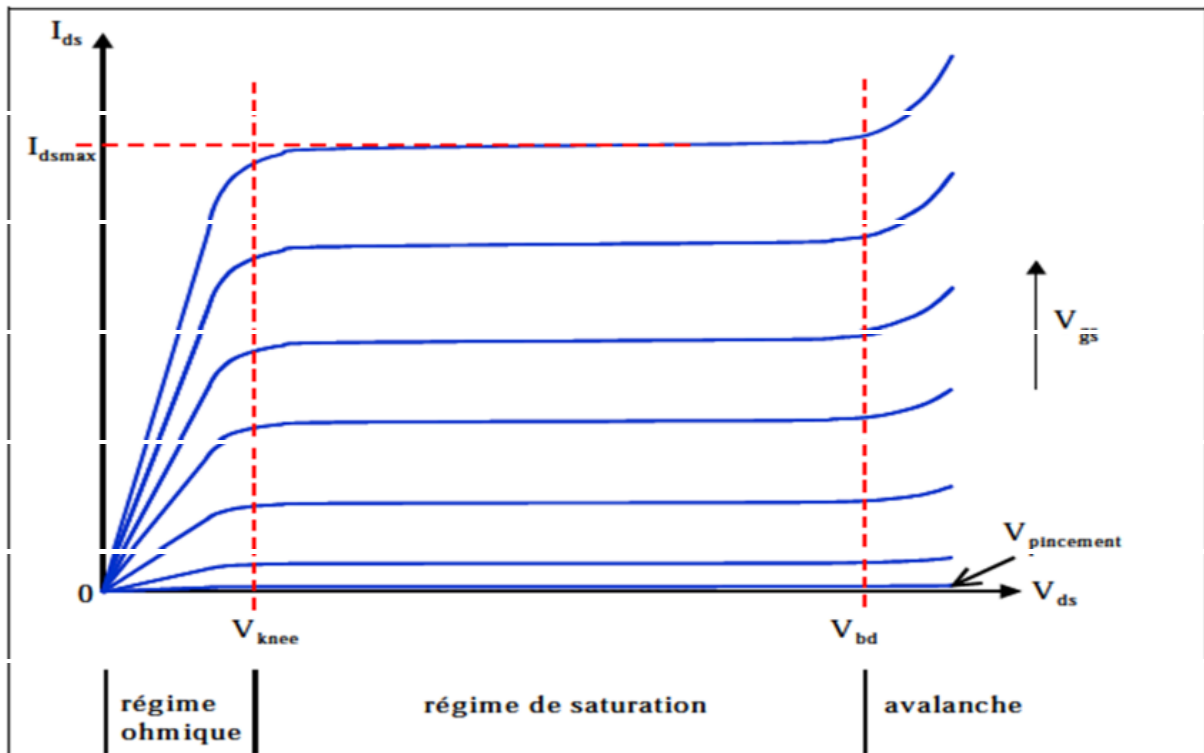


Figure II.14: caractéristiques I(V) classiques d'un HEMT.

II.8.1.2. Fonction de transfert

La caractéristique de transfert consiste à mesurer le courant Drain-Source I_{ds} en fonction de la tension Grille-Source V_{gs} pour une tension Drain-Source V_{ds} donnée. Il est possible de déterminer ainsi la tension de seuil V_{th} définie comme étant la tension de grille à appliquer afin de vider le puits de potentiel de ses porteurs. On définit aussi la transconductance comme étant la pente de la caractéristique définie par l'équation

$$g_m = \left(\frac{\Delta I_{ds}}{\Delta V_{gs}} \right) \quad (\text{II.8})$$

Toutes ces grandeurs évoquées sont illustrées par la figure II.18.

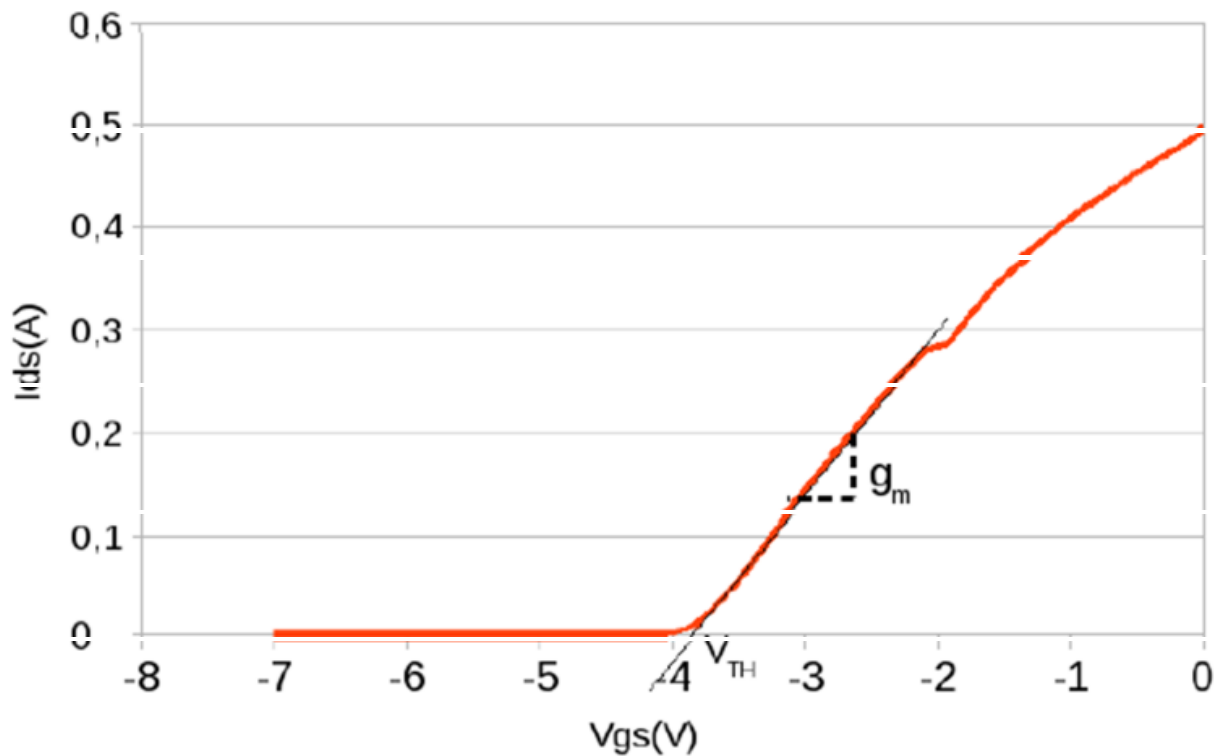


Figure II.15 : Caractéristique de transfert $I_{ds}(V_{gs})$ mesurée d'un HEMT AEC1388.

II.8.1.3. Limitations du HEMT AlGaIn/GaN

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

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

- L'auto-échauffement.
- Les pièges en surface et en volume.

II.8.1.4. Effets de pièges

Les niveaux profonds usuellement appelés pièges, sont une cause de détérioration des performances d'un transistor. L'origine physique de ces pièges reste un objet d'investigation, tant elle s'avère disparate. Aussi, certaines techniques de caractérisation permettent la mise en

exergue de niveaux d'énergie singuliers, qu'il est possible d'identifier. On aura, de cette manière découvert que les effets de pièges peuvent résulter de défauts cristallins, tels que les dislocations, les lacunes d'azote, la présence d'impuretés ou des pertes de périodicité. Les défauts structuraux de surface semblent avoir une implication non négligeable dans ce phénomène parasite. En effet, ces derniers ont pour propriété de capturer ou d'émettre des charges. N'ayant pas des temps de réponse aussi rapides que les fréquences imposées, leurs processus de charge-décharge ne sont pas en phase avec la fréquence de fonctionnement. Ainsi en régime de polarisation instantané, le transistor peut délivrer un courant inférieur à celui obtenu en régime continu. Ces processus de charge-décharge nuisent aux performances du transistor en modifiant le nombre de porteurs impliqués dans le bon fonctionnement du composant. Les dégradations observées sont alors des chutes de courant et une augmentation de V_{knee} (tension de coude), tension à laquelle le transistor parvient à saturation.

Les pièges peuvent intervenir à différents endroits dans la profondeur de la couche épitaxiale. Des pièges actifs proches du substrat peuvent créer une grille « virtuelle » en face arrière (back-gate) et faire chuter le courant de drain. Des pièges peuvent aussi être associés aux dislocations mais cette origine reste controversée. De nombreuses publications tendent à démontrer que la principale source de pièges pénalisant les composants serait la surface libre de la couche AlGa_N : des liaisons pendantes ou des défauts de surface pourraient être à l'origine de niveaux situés dans la bande interdite d'AlGa_N. Le concept de grille

« virtuelle » a été proposée pour décrire l'accumulation d'électrons ou l'émission de trous, causée par des pièges de surface à proximité de la grille métallique. Dans ces cas, la polarisation de surface est négative et joue le même rôle que la grille en créant une extension de la zone de déplétion diminuant encore plus le nombre de porteurs du gaz 2D d'électrons. [12]

- **Les pièges responsables du « gate-lag »**
- **Les pièges responsables du « drain-lag »**

II.8.1.5. Influence positive de la passivation

Plusieurs solutions sont actuellement à l'étude pour diminuer les effets de ces dégradations, en particulier la passivation utilisée pour réduire les effets de chutes de courant attribuées aux charges de surface. Le but visé est en effet d'éviter la formation de la grille virtuelle précédemment décrite. Plusieurs matériaux ont été étudiés pour jouer le rôle de passivant de surface. Ainsi, de nombreux diélectriques tels que MgO, Sc₂O₃, AlN, Al₂O₃ et

HfO₂ ont montré leur efficacité dans ce domaine. SiO₂ et Si₃N₄ demeurent cependant les matériaux les plus fréquemment utilisés sur les HEMTs à base de GaN. Un autre effet serait, plutôt que de diminuer les états de surface, d'abaisser l'énergie d'ionisation de ces derniers. Ceci permettrait d'expliquer la hausse de densité de porteurs du gaz bidimensionnel d'électrons lors de l'ajout d'une passivation.

Plusieurs mécanismes expliquant l'effet de la passivation sur la diminution des chutes de courant sont décrits dans la littérature. L'un d'entre eux serait d'empêcher les électrons provenant de la grille d'atteindre les pièges de surface en les rendant plus profonds. Un autre serait dû au silicium provenant de SiN qui s'incorporerait en tant que dopant peu profond de type n⁺ et qui remplacerait les donneurs de surface. Ces mécanismes ne sont pas les seuls expliquant l'effet de la passivation. Ainsi, il a été montré que les contraintes apportées par la couche de passivation peuvent aussi jouer un rôle selon qu'elles sont en tension ou en compression. Par conséquent, l'épaisseur et les conditions de dépôt telles que la température ou la fréquence dans le cas de PECVD sont des facteurs essentiels à l'obtention d'une bonne passivation. De même, la qualité et la propreté des surfaces sont aussi des éléments sensibles à surveiller très particulièrement lors des procédés technologiques, en particulier lors de l'utilisation des traitements aussi bien chimiques que physiques, qui peuvent être envisagés pour contrôler tant que possible les propriétés des surfaces. Les phénomènes physiques engagés ne sont pas encore clairement compris à ce jour. Néanmoins ; l'effet positif de la passivation pour diminuer les chutes de courant, prouve une implication de la surface dans les phénomènes de dégradation de composants dans le fonctionnement en fréquence.

Cependant, il a été constaté que l'ajout de passivation contribuait généralement à une hausse des courants de fuite de grille. Cette hausse a été attribuée à l'augmentation des courants à la surface de la couche AlGa_N. De même, la passivation a aussi pour effet de réduire le champ de claquage des structures. Une amélioration technologique a été mise au point pour diminuer l'impact de la passivation sur la baisse du champ de claquage. Les plaques de champ (figure II.16) (« Field plate ») sont donc utilisées conjointement à la passivation pour étaler le champ électrique en sortie de grille, côté drain. C'est à cet endroit que les stigmates de claquage sont généralement observés. Il consiste à ajouter une électrode métallique plus longue au-dessus de la grille.

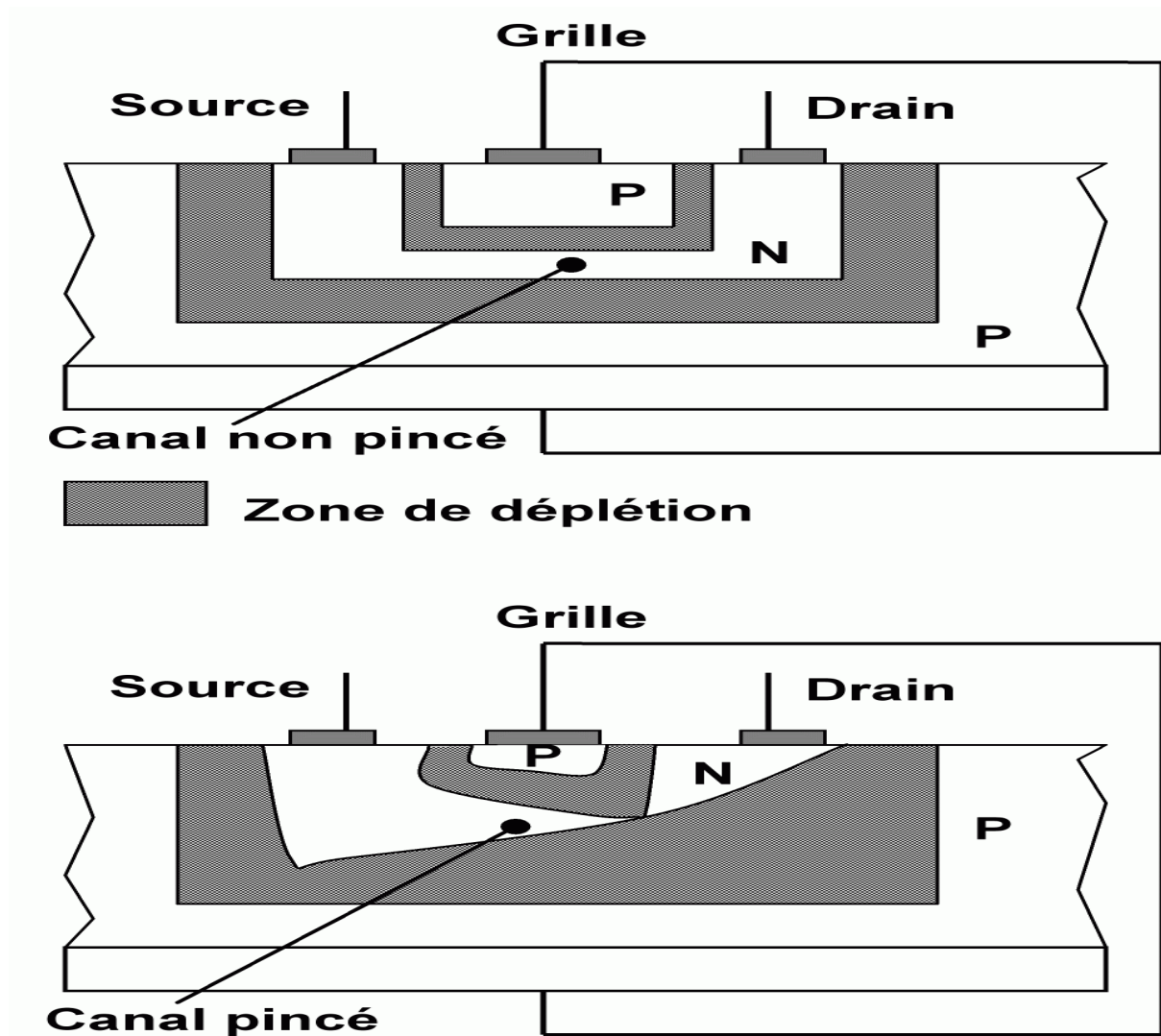


Figure II.16 : Schéma d'un transistor avec technologie de grille de type « Field-plate ».

L'ajout du « Field-plate » augmente le champ de claquage du dispositif et diminue le piégeage de surface dû aux forts champs électriques. En contrepartie, il a tendance à diminuer le gain et les fréquences de coupure car il a pour effet d'augmenter la valeur de la capacité grille-drain. Ce système est cependant utilisé dans les meilleurs composants actuels.

II.9 Contacts

Les contacts utilisés pour la réalisation des connexions, nécessitent généralement une métallisation préalable des zones concernées. En effet, la réalisation d'une jonction M-S forme une barrière Schottky qui présente un effet redresseur, mais le niveau de potentiel de cette barrière peut être rendu pratiquement négligeable, par un choix correct du métal utilisé et un dopage suffisamment élevé du semi-conducteur. On obtient alors un contact à faible

résistance et de caractéristique symétrique que l'on appelle contact ohmique. La qualité du contact ohmique est contrôlée par plusieurs paramètres, le plus important est la résistance spécifique qui permet l'accès possible au dispositif sans perturbation de l'information originale reçue.[1][3]

II.9.1 Contact Schottky

Le transistor étudié étant de type FET (transistor à effet de champ), un contact de grille est nécessaire pour contrôler la charge du canal et donc le courant. Ce contact est de type Schottky dans les HEMTs. Il est constitué d'un métal déposé sur la couche AlGa_N, dont le travail de sortie est supérieur à celui du semi-conducteur. Cette différence des travaux de sortie induit une différence de potentiel électrostatique et la formation d'une zone de déplétion, la ZCE.

Dans le cas des composants étudiés, ce contact est réalisé par le dépôt d'un alliage Mo/Au sur une couche AlGa_N épitaxie sur une couche GaN. A savoir l'or admet un travail de sortie de l'ordre de 4,8eV. L'intérêt de ce contact Schottky est de permettre le contrôle de la charge du canal en contrôlant la position du niveau de Fermi dans le puits de potentiel, par rapport à celui de la bande de conduction. Il est donc nécessaire que lorsqu'aucun potentiel n'est appliqué sur la grille, la couche AlGa_N soit complètement déplétée afin que l'application d'un potentiel entraîne une variation du diagramme de bandes d'énergie dans le canal.[7][12]

II.9.2 Contacts ohmique

Historiquement l'or et l'aluminium ont été les premiers métaux étudiés dans la réalisation de contacts sur du GaN dopé N. Plus tard, des contacts en multiples couches ont été réalisés dans le but d'arrêter la diffusion, et le recuit qui augmentait la résistance du contact. La réalisation des contacts ohmiques est reliée principalement au faible travail de sortie du métal. Des études ont été entreprises pour la réalisation de contact sur GaN, utilisant plusieurs métaux : l'aluminium dont le travail de sortie $q\phi_M = 4.28\text{eV}$, le titane ($q\phi_M = 4.28\text{eV}$) et la multicouche Ti/Al ; l'inconvénient de ces contacts est l'oxydation rapide. Dans plusieurs travaux, l'or est en général ajouté pour protéger l'aluminium de l'oxydation, mais l'or pénètre dans la couche d'aluminium après le recuit.

Actuellement du fait de la relation chimique complexe entre l'aluminium et GaN, les propriétés des contacts d'aluminium sur GaN (N) ne sont pas complètement comprises et maîtrisées. Même si certains résultats montrent que la diffusion, après recuit, de l'aluminium

à travers le titane, peut être responsable de la bonne ohmicité des contacts, il est généralement admis que le titane réagit avec GaN pour former après recuit, une couche de TiN (métal plus conducteur que le titane), qui permet la diminution de la résistance du contact. Cette réaction créerait une fine région riche en sites vacants d'azote (donneurs) formant une région superficielle dopé N. De plus, le titane en piégeant l'oxyde surfacique, favoriserait l'adhérence du contact métallique.

Plusieurs facteurs interviennent pour l'obtention d'une bonne qualité de contact ; bien sûr la qualité de la couche épitaxie (désaccord de maille), ainsi que la préparation de surface avant l'évaporation. Une large bibliographie révèle l'étude du traitement de surface avant le dépôt des contacts et du recuit des contacts, une étude très large sur l'épaisseur et le recuit a été traitée par Wang et al. ainsi que plusieurs études ont été entreprises pour la réalisation des contacts ohmiques en utilisant l'aluminium sur GaN, Wang et al. N'ont pas utilisé de recuit pour le contact ohmique d'aluminium. Wang et al. Ont utilisé des contacts ohmiques d'Indium.[8]

Conclusion

L'hétérojonction est la base des composants HEMT utilisés dans le domaine Hyperfréquence, haute puissance et haute température.

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

Immédiate grâce au système tabulaire. Ce modèle tabulaire est facilement implantable dans les simulateurs de circuit et supprime la phase longue et délicate d'optimisation mais ne permet pas un paramétrage facile du modèle en fonction de la taille du composant actif.

III-MODELISATION DES PARAMETRES DU TRANSISTOR HEMT LARGE SIGNAL :

Dans ce chapitre, on va étudier la méthode de modélisation du courant I_{ds} (courant drain-source) et des condensateurs non-linéaire C_{gs} (condensateur grille-source) et C_{gd} (condensateur grille-drain) d'un transistor HEMT large signal-0.5mm, connaissant certaines mesures, et d'extraire ses paramètres intrinsèque et extrinsèque.

III-1 MODELISATION GRAND SIGNAL DE LA SOURCE DE COURANT I_{ds} :

Beaucoup d'équation grand signal qui ont été élaborée afin de d'écrire le courant de drain. Pour assurer une continuité entre les régimes de fonctionnement, une seule équation de courant doit être utilisée et doit être valable sur tous les régimes de fonctionnement. Ceci peut être facilement atteint avec une modélisation empirique. La modélisation empirique de courant non-linéaire remonte au début des années 80, à l'époque ou les composants (MESFET et HEMT) étaient en pleine expansion dans les applications microondes.

Il est évident que la validité d'un tel modèle va être très approximative dans certains régimes de fonctionnement, et très bonne dans d'autres. Mais, les applications hyperfréquences n'exigent pas, par exemple, une précision rigoureuse pour des polarisations sous le seuil car les composants fonctionnent en régime d'inversion.

III-1-1 MODELE d'ANGELOV :

Pour élaborer l'expression du courant de drain, nous nous sommes basés sur un modèle empirique existant. Il s'agit du modèle de courant d'Angelov développé pour les FET et publié en 1992, ce modèle étant déjà largement utilisé dans les laboratoires. Les équations décrivant le courant de drain sont données par :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{dA}(V_{gs}) I_{dB}(V_{ds}) \quad (\text{III-1})$$

Les facteurs I_{dA} et le facteur I_{dB} sont respectivement dépendants de la tension V_{gs} et de la tension V_{ds} . Analytiquement, l'équation proposée par Angelov est :

$$I_{ds} = I_{pk} (1 + \tanh(\Psi))(1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (\text{III-2})$$

I_{pk} : Est le courant pour lequel la transconductance gm est maximale.

λ et α : sont respectivement le paramètre de modulation du canal et le paramètre de saturation du composant. Ψ est un polynôme de V_{gs} centré sur V_{pk} donné par :

$$\Psi = P1(V_{gs} - V_{pk}) + P2(V_{gs} - V_{pk})^2 + P3(V_{gs} - V_{pk})^3 + \dots \quad (III - 3)$$

$$\text{Avec : } V_{pk} = V_{pk0} + \gamma V_{ds}$$

V_{pk0} : est la tension de grille pour laquelle la transconductance gm est maximale.

III-1-1-1 Le terme $\tanh(\alpha V_{ds})$:

Le terme $\tanh(\alpha V_{ds})$ décrit le courant de drain d'un transistor en fonction du potentiel V_{ds} . La fonction $\tanh(\alpha V_{ds})$ pour différents valeurs de α est illustrée sur la figure III.1.

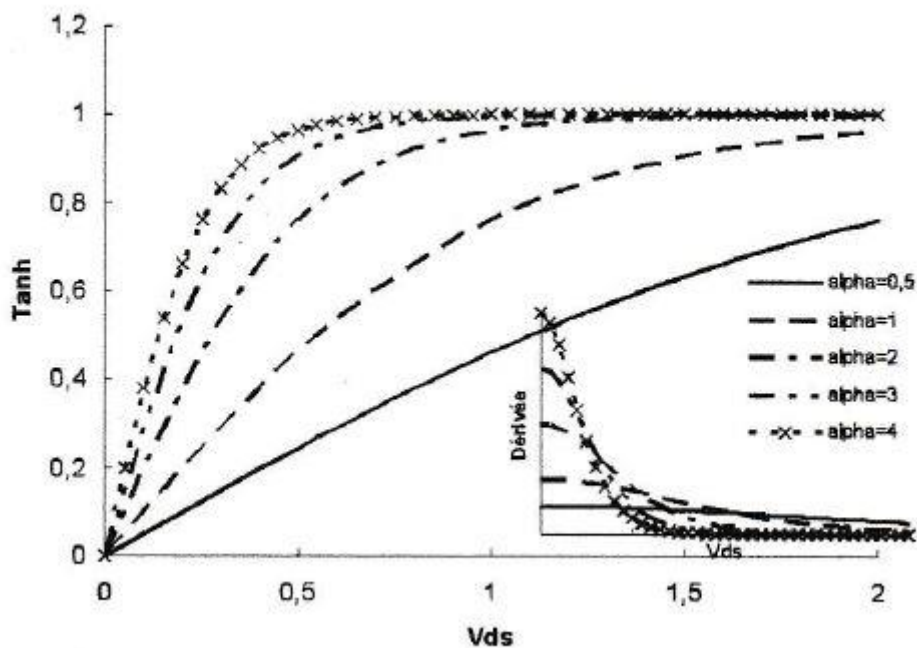


Figure III-1 : Evolution du terme $\tanh(\alpha V_{ds})$ en fonction de V_{ds} pour diverses valeurs de α . La sous figure montre la dérivée dans le même intervalle de V_{ds} .

Ce paramètre définit la pente du courant I_{ds} dans la zone linéaire, ainsi que la valeur pour laquelle le composant passe en régime de saturation.

III-1-1-2 Le terme $\tanh (I+\lambda V_{ds})$:

Le terme $\tanh (\alpha V_{ds})$ est modulé par une fonction linéaire de V_{ds} , $(I+\lambda V_{ds})$. Ceci a pour incidence d'augmenter la pente du courant et d'assurer une dérivée non nulle en saturation. La figure III-2 montre le produit des éléments $\tanh (\alpha V_{ds})$ et $(I+\lambda V_{ds})$ en fonction de V_{ds} , paramétrée en λ . La valeur de α a été fixée à 2,2 ($V_{ds}=1,23\text{v}$). La sous-figure III-2 illustre la dérivée de la fonction précédente par rapport à V_{ds} .

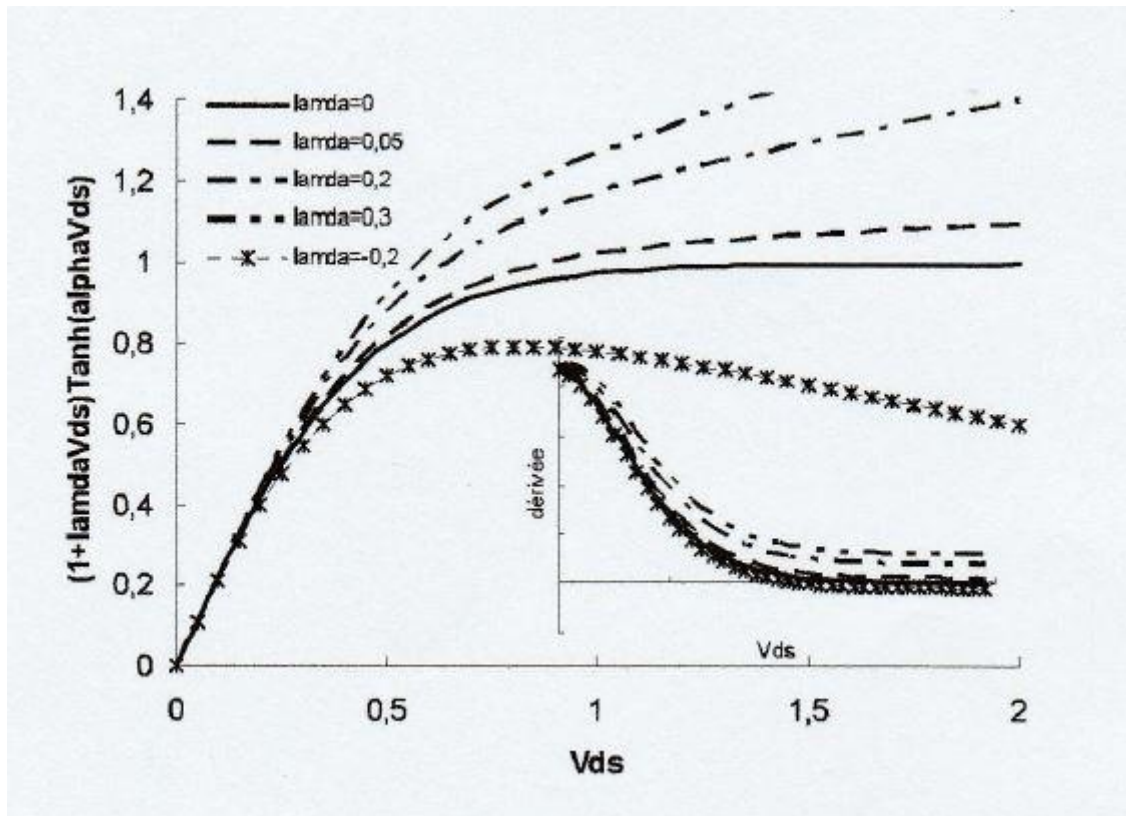


Figure III-2 : Evolution du produit $(1+\lambda V_{ds})\tanh(\alpha V_{ds})$ en fonction de V_{ds} pour diverses valeurs de λ . La sous-figure montre la dérivée dans le même intervalle de V_{ds} .

III-1-1-3 Le terme $(1+\tanh(\Psi))$:

Ce terme décrit la commande du courant par le potentiel de grille V_{gs} et donc l'effet transistor.

A partir de ce terme est directement définie la transconductance gm . Ici, le modèle reprend les propriétés de \tanh dans l'intervalle : $-3 < \Psi (V_{gs}) < 2$.

La figure III-3 montre la fonction $(1+\tanh(\Psi))$ ainsi que sa dérivée (gm). A côté, sont illustrés Ψ et sa dérivée en fonction de V_{gs} . La figure III-4 montre la pente sous le seuil ainsi que la valeur du courant à $V_{gs}=0$.

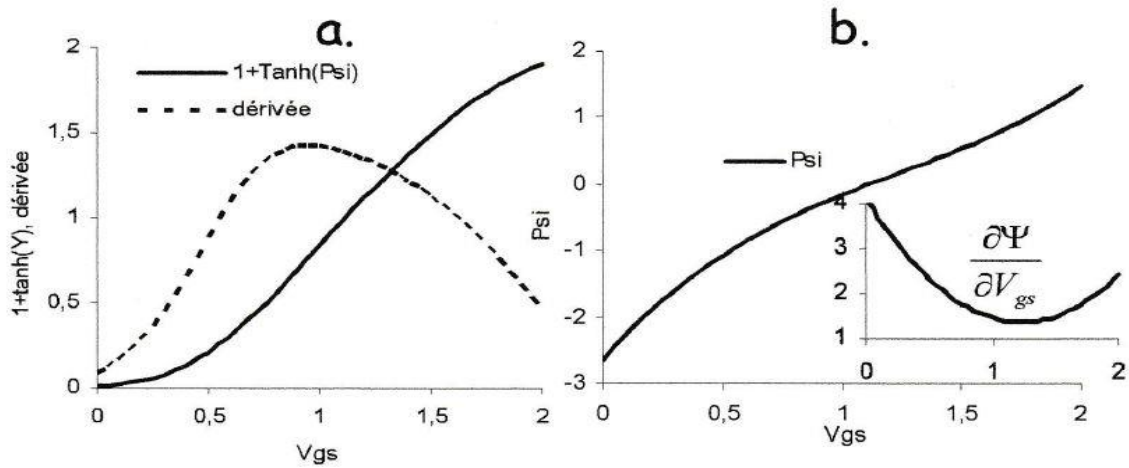


Figure III-3 : a. Evolution de $(1+\tanh(\Psi))$ et de sa dérivée en fonction de V_{gs} . b. Evolution de la fonction Ψ et de sa dérivée.

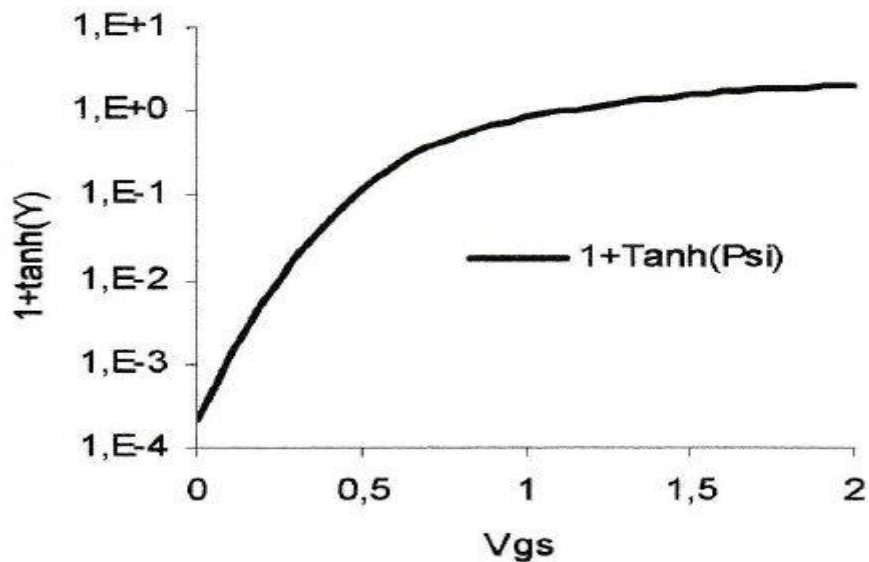


Figure III-4 : $(1+\tanh(\Psi))$ en fonction de V_{gs} en échelle logarithmique.

III-1-2 MODELE DU COURANT I_{ds} :

La figure III-5 représente le modèle simulé du courant I_{ds} en fonction de V_{ds} , (V_{gs} varie de -4,5v à 0v), par l'équation empirique d'Angelov, de notre transistor HEMT de longueur de grille égale à 0,5mm. Les paramètres de courant (I_{pk} , V_{pk0} , λ , α et P_1 , P_2 , P_3) ont été extraits suivant la méthode proposée par Angelov et une procédure d'optimisation en Matlab pour des valeurs de I_{ds} . Tableau III-2.(sachant que les valeurs du courant I_{ds} sont données pour chaque valeur de la tension V_{gs}).Tableau III-1.

$V_{gs}(v)$	-4,5	-4	-3,5	-3	-2,5	-2	-1,5	-1	-0,5	0
$I_{ds}(A)$	0	0,05	0,1	0,18	0,25	0,3	0,36	0,42	0,47	0,52

Tableau III-1 : Valeurs du courant drain-source I_{ds} en fonction de la grille-source V_{gs} .

$I_{pk}(A)$	$V_{pk0}(v)$	λ	α	P_1	P_2	P_3
0,39	-0,96	0	0,25	0,20	0,061	0,051

Tableau III-2 : Valeurs des paramètres optimisés du transistor.

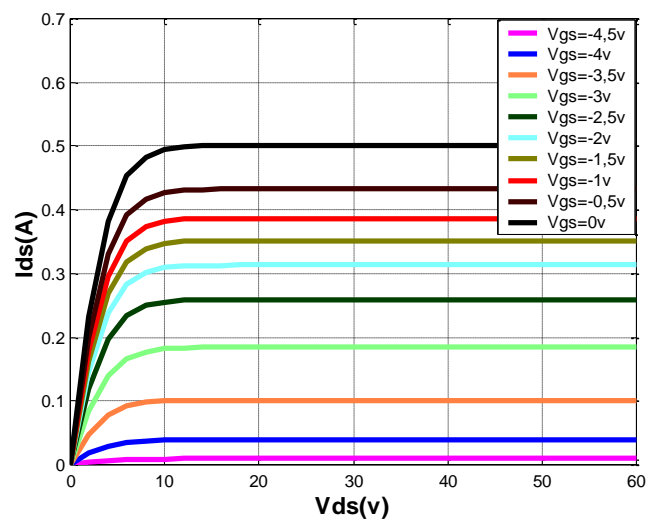


Figure III-5 : Courant de drain I_{ds} simulé à partir du modèle d'Angelov, du transistor HEMT de longueur de grille $L_g=0,5mm$.

III-2 Calcul et représentation graphique des condensateurs non-linéaire C_{gs} et C_{gd} :

III-2-1 Condensateur C_{gs} :

Les valeurs des charges Q_{gs} du condensateur non-linéaire C_{gs} prélevées lors de simulation sont représentées sur le Tableau III-3, pour une tension de grille V_{gs} qui varie de -5v à 1v, et une tension drain-source $V_{ds}=10v, 16v, 20v, 26v,$ et $30v$.

$V_{gs}(v)$	$Q_{gs}(Pc)$ $V_{ds}=10v$	$Q_{gs}(Pc)$ $V_{ds}=16v$	$Q_{gs}(Pc)$ $V_{ds}=20v$	$Q_{gs}(Pc)$ $V_{ds}=26v$	$Q_{gs}(Pc)$ $V_{ds}=30v$
-5	-0.783402	-0.30931	0.001299	0.460349	0.759152
-4.5	-0.644846	-0.16753	0.143911	0.604009	0.904669
-4	-0.409264	0.063659	0.371	0.870451	1.18073
-3.7	-0.138389	0.365408	0.661468	1.33861	1.60383
-3.4	0.360283	0.750731	1.06172	1.95732	2.1068
-3.1	0.971295	1.09019	1.57063	2.67647	2.64429
-2.8	1.60648	1.36794	2.31107	3.48431	3.20999
-2.5	2.2142	1.71968	3.51001	4.34225	3.81232
-2	3.11167	4.01222	6.49953	5.88906	4.91588
-1.5	3.98651	13.9574	9.89229	7.62285	6.14383
-1.2	4.74469	18.5196	12.0771	8.73907	6.93446
-0.9	6.16294	22.1549	14.3215	9.90252	7.76082
-0.6	7.50295	25.2035	16.5877	11.1061	8.61897
-0.3	8.95945	27.8458	18.8463	12.343	9.50506
-0.0	10.5082	30.1803	21.0738	13.6071	10.4153
0.3	12.0971	32.27	23.2516	14.8924	11.3462
0.6	13.7007	34.1598	25.3655	16.1933	12.2942
1	15.8378	36.4249	28.0675	17.9431	13.5792

Tableau III-3 : Valeurs des charges Q_{gs} en fonction des cinq valeurs de la tension drain-source V_{ds}

La relation de $C_{gs} = \left| \frac{\partial Q_{gs}}{\partial V_{gs}} \right|$ à $V_{gd} = cte$, et une dérivée partielle de la charge Q_{gs} , qui va nous permettre de calculer et de tracer à la limite du mode de fonctionnement du transistor, la variation en large signal du condensateur C_{gs} en fonction de V_{gs} pour $V_{ds} = \text{constante}$. La figure III-6, illustre les variations de Q_{gs} et de C_{gs} pour cinq valeurs de la tension drain-source V_{ds} . On remarque une partie linéaire jusqu'à -4v puis une partie qui est variable sous forme tanh.

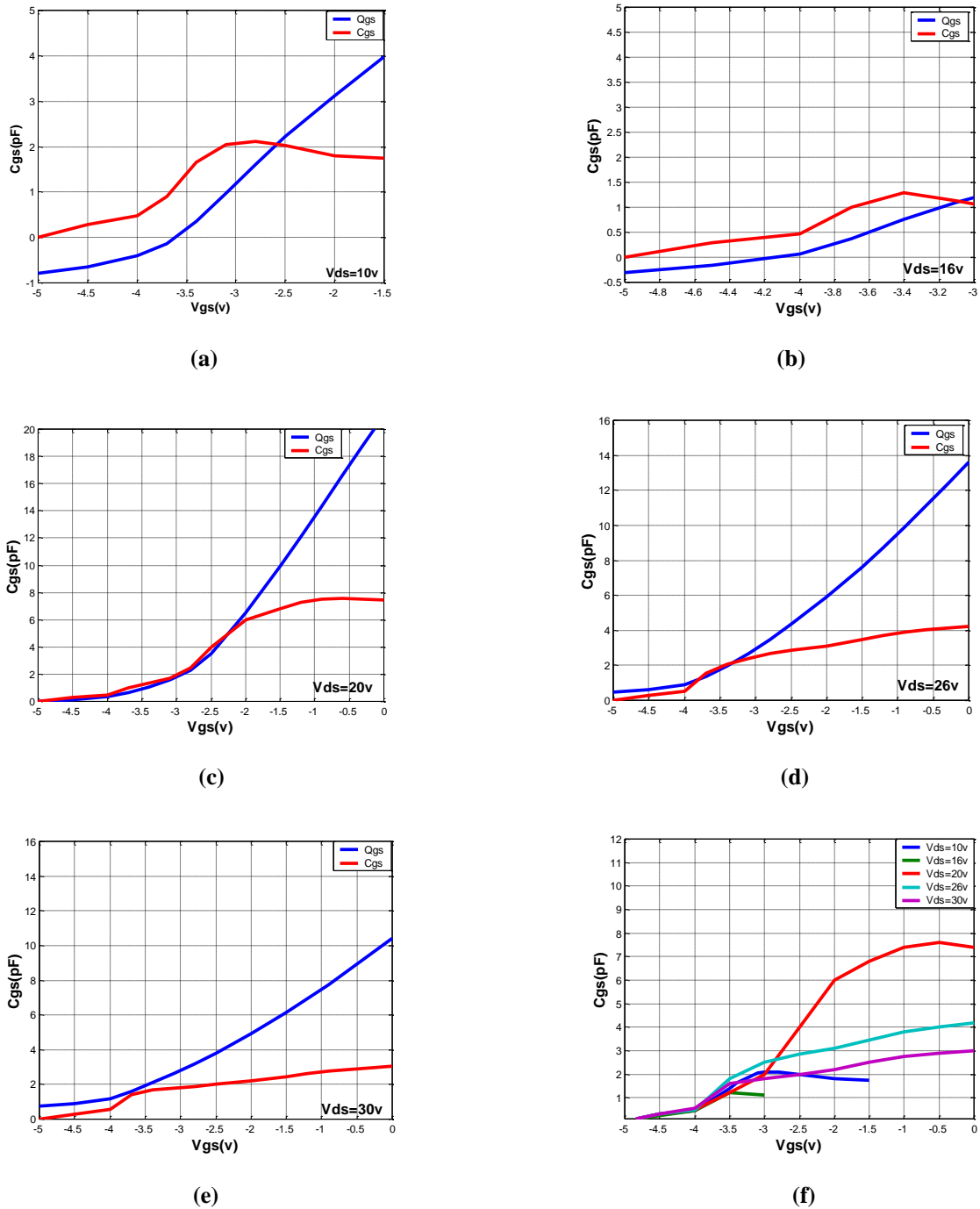


Figure III-6 : Variation de Q_{gs} et C_{gs} en fonction de V_{gs} pour (a): $V_{ds}=10\text{v}$, (b): 16v (c): 20v , (d): 26v , (e): 30v , (f) : les courbes de C_{gs}

III-2-2 Modélisation du Condensateur C_{gs} :

Pour le reste de notre simulation, on choisit une tension drain-source égale à 20v. L'allure du condensateur C_{gs} en fonction de V_{gs} sur l'ensemble du réseau $I_{ds}(V_{gs})$ est représentée en figure III-7.

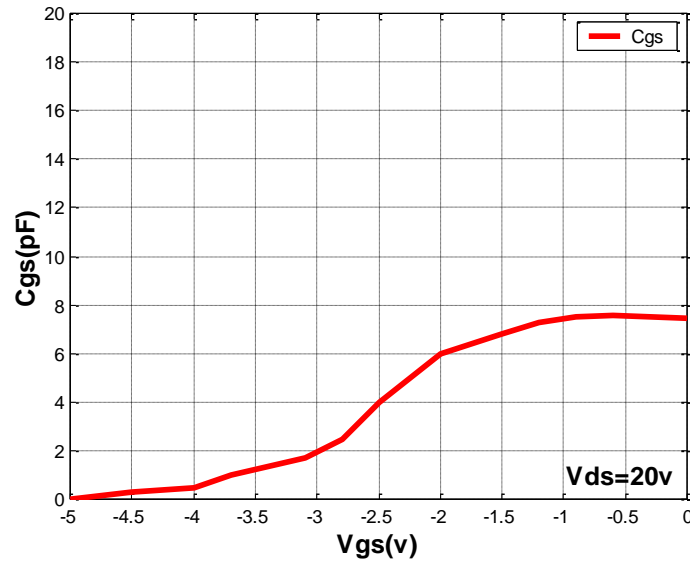


Figure III-7 : Représentation de l'allure du condensateur Cgs en fonction de Vgs sur l'ensemble du réseau Ids(Vgs) à $V_{ds}=20v$.

Les valeurs de Cgs correspondant pour chaque valeur de Vgs sont représentées sur le Tableau III-4.

Vgs(v)	-5	-4,5	-4	-3,5	-3	-2,5	-2	-1,5	-1	-0,5	0
Cgs(pF)	0	0,3	0,5	1,2	2	4	6	6,8	7,4	7,6	7,4

Tableau III-4 : Valeur de Cgs en fonction de Vgs à $V_{ds}=20v$.

Le modèle d'Angélov du condensateur Cgs, et qui dépend de la tension drain-source Vds peut être exprimé par :

$$C_{gs} = C_{gs0} + C_{gs1} (1 + \tanh(\Psi1)) \cdot (1 + \tanh(\Psi2)) \quad (III-4)$$

C_{gs1} et C_{gs0} représentent respectivement le condensateur parasite entre grille et source, et le coefficient du condensateur C_{gs1} . Ils sont exprimés en pF.

Avec: $\Psi1 = P10 + P11 \cdot V_{gs} + P111 \cdot V_{ds}$

Et $\Psi2 = P20 + P21 \cdot V_{ds}$

En fonction des valeurs du condensateur Cgs et Vgs suivant le Tableau III-4, ainsi que les valeurs données de C_{gs1} , C_{gs0} et Vds, on peut optimiser en Matlab, les paramètres $P10$, $P11$, $P111$, $P20$, $P21$. La figure III-8 illustre l'optimisation des paramètres du modèle de Cgs. Le Tableau III-5 représente les paramètres optimisés.

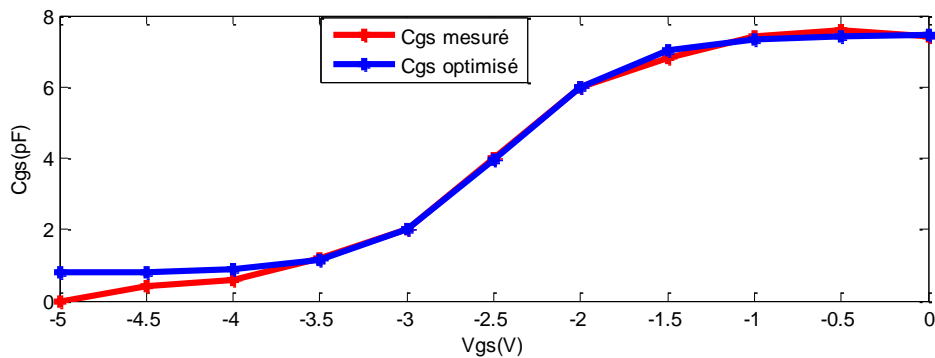


Figure III-8 : Modèle du condensateur C_{gs} .

$C_{gs\pi}$ (pF)	C_{gs0} (pF)	P_{10}	P_{11}	P_{111}	P_{20}	P_{21}
0,79	5,50	0.1233	1.3749	0.1628	0.0838	-0.0250

Tableau III-5 illustre les valeurs des paramètres optimisées pour $C_{gs\pi}=0,79\text{pF}$, $C_{gs0}=5,50\text{pF}$, à $V_{ds}=20\text{v}$.

III-2-3 Le Condensateur C_{gd} :

Les valeurs des charges Q_{gd} du condensateur non-linéaire C_{gd} prélevées lors de simulation sont représentées ci-dessous, pour une tension de grille V_{gs} qui varie de -5v à 0v , et une tension grille-drain V_{gd} qui varie de -23v à -50v .

$V_{gd}(\text{v}) = [-50 \ -49 \ -48 \ -47 \ -46 \ -45 \ -44 \ -43 \ -42 \ -41 \ -40 \ -39 \ -38 \ -37 \ -36 \ -35 \ -34 \ -33 \ -32 \ -31 \ -30 \ -29 \ -28 \ -27 \ -26 \ -25 \ -24 \ -23]$

$V_{gs}(\text{v}) = \underline{-5\text{v}}$, $Q_{gd} = [-4.67859 \ -4.54127 \ -4.40142 \ -4.26193 \ -4.12557 \ -3.9883 \ -3.8531 \ -3.71896 \ -3.58598 \ -3.45419 \ -3.32365 \ -3.19443 \ -3.06658 \ -2.9401 \ -2.81501 \ -2.6913 \ -2.09575 \ -1.56523 \ -1.15723 \ -0.842852 \ -0.549822 \ -0.269909 \ -0.000126568 \ -0.262599 \ -0.517414 \ -0.767091 \ -1.01165 \ -1.24968]$

$V_{gs}(\text{v}) = \underline{-4,5\text{v}}$, $Q_{gd} = [-4.80554 \ -4.66151 \ -4.51854 \ -4.3784 \ -4.23974 \ -4.10249 \ -3.96648 \ -3.83167 \ -3.69805 \ -3.5656 \ -3.4343 \ -3.30426 \ -3.17539 \ -3.04865 \ -2.92119 \ -2.79603 \ -2.19128 \ -1.64114 \ -1.20167 \ -0.879498 \ -0.582766 \ -0.300274 \ -0.0280451 \ -0.23601 \ -0.492981 \ -0.743977 \ -0.990473 \ -1.22947]$

$V_{gs}(v) = -4v$, $Q_{gd} = [-5.02935 \quad -4.79883 \quad -4.64581 \quad -4.50252 \quad -4.36141 \quad -4.22211$
 $-4.08423 \quad -3.94772 \quad -3.81255 \quad -3.67869 \quad -3.546 \quad -3.41465 \quad -3.28456 \quad -3.15575$
 $-3.02817 \quad -2.90168 \quad -2.2892 \quad -1.72477 \quad -1.25556 \quad -0.917539 \quad -0.616998 \quad -0.335305$
 $-0.0601603 \quad -0.219894 \quad -0.471564 \quad -0.741185 \quad -0.998115 \quad -1.22341]$

$V_{gs}(v) = -3,4v$, $Q_{gd} = [-5.39848 \quad -5.0151 \quad -4.76044 \quad -4.59319 \quad -4.45191 \quad -4.31294$
 $-4.17702 \quad -4.04274 \quad -3.90965 \quad -3.77818 \quad -3.64806 \quad -3.51693 \quad -3.38619 \quad -3.25731$
 $-3.12923 \quad -2.99354 \quad -2.39006 \quad -1.82558 \quad -1.34451 \quad -0.95558 \quad -0.731521 \quad -0.572185$
 $-0.181556 \quad -0.328769 \quad -0.439061 \quad -0.935667 \quad -1.14156 \quad -1.2795]$

$V_{gs}(v) = -3v$, $Q_{gd} = [-5.69636 \quad -5.22468 \quad -4.86571 \quad -4.6334 \quad -4.46637 \quad -4.32209$
 $-4.18337 \quad -4.04677 \quad -3.91251 \quad -3.78164 \quad -3.65067 \quad -3.51674 \quad -3.38293 \quad -3.25301$
 $-3.12464 \quad -2.98998 \quad -2.3924 \quad -1.8283 \quad -1.35869 \quad -0.975996 \quad -0.877354 \quad -0.784044$
 $-0.21784 \quad -0.422831 \quad -0.433951 \quad -1.07905 \quad -1.18647 \quad -1.28332]$

$V_{gs}(v) = -2,5v$, $Q_{gd} = [-6.77747 \quad -5.67952 \quad -5.02118 \quad -4.6726 \quad -4.458 \quad -4.29422$
 $-4.14599 \quad -4.00416 \quad -3.86679 \quad -3.73306 \quad -3.60068 \quad -3.46897 \quad -3.34292 \quad -3.22816$
 $-3.11007 \quad -2.97855 \quad -2.38505 \quad -1.82687 \quad -1.40404 \quad -1.11431 \quad -1.25014 \quad -0.797134$
 $-0.422692 \quad -0.728431 \quad -0.88668 \quad -1.47836 \quad -1.333 \quad -1.30146]$

$V_{gs}(v) = -2v$, $Q_{gd} = [-7.52239 \quad -5.91075 \quad -5.15757 \quad -4.8088 \quad -4.57734 \quad -4.38711$
 $-4.22371 \quad -4.07274 \quad -3.93196 \quad -3.7936 \quad -3.65898 \quad -3.52681 \quad -3.39546 \quad -3.27209$
 $-3.14774 \quad -3.01634 \quad -2.41251 \quad -1.85958 \quad -1.46876 \quad -1.15467 \quad -0.444173 \quad -0.86159$
 $-2.03334 \quad -1.91638 \quad -1.78533 \quad -1.88131 \quad -1.57595 \quad -1.3628]$

$V_{gs}(v) = -1,5v$, $Q_{gd} = [-8.37607 \quad -6.17251 \quad -5.24453 \quad -4.91114 \quad -4.70106 \quad -4.52455$
 $-4.35782 \quad -4.19925 \quad -4.04807 \quad -3.90451 \quad -3.7579 \quad -3.61667 \quad -3.48058 \quad -3.35211$
 $-3.23099 \quad -3.09883 \quad -2.47315 \quad -1.8976 \quad -1.32985 \quad -0.0923742 \quad -4.68374 \quad -4.0151$
 $-3.73546 \quad -3.1786 \quad -2.66802 \quad -2.38491 \quad -1.90845 \quad -1.47131]$

$V_{gs}(v) = -1v$, $Q_{gd} = [-9.12598 \quad -6.20844 \quad -5.25476 \quad -4.96543 \quad -4.76913 \quad -4.59784$
 $-4.43749 \quad -4.28007 \quad -4.12588 \quad -3.97346 \quad -3.82327 \quad -3.67781 \quad -3.53673 \quad -3.40194$
 $-3.28007 \quad -3.15612 \quad -2.51209 \quad -1.88027 \quad -1.00084 \quad -1.03077 \quad -6.81242 \quad -5.76184$
 $-4.817 \quad -3.92938 \quad -3.20754 \quad -2.72465 \quad -2.13566 \quad -1.55554]$

$V_{gs}(v) = -0,6v$, $Q_{gd} = [-10.2055 \quad -6.09626 \quad -5.31617 \quad -5.02526 \quad -4.81344 \quad -4.64405$
 $-4.49554 \quad -4.35481 \quad -4.21328 \quad -4.07323 \quad -3.93354 \quad -3.79326 \quad -3.65196 \quad -3.50299$
 $-3.37826 \quad -3.26037 \quad -2.57158 \quad -1.69914 \quad -0.099383 \quad -3.32098 \quad -9.56617 \quad -8.80314$
 $-6.94464 \quad -5.4469 \quad -4.31257 \quad -3.45894 \quad -2.62627 \quad -1.75614]$

$V_{gs}(v) = 0v$, $Q_{gd} = [-10.3281 \quad -6.92794 \quad -5.4097 \quad -5.04725 \quad -4.82264 \quad -4.67516$
 $-4.5568 \quad -4.43661 \quad -4.30691 \quad -4.14785 \quad -3.99428 \quad -3.85765 \quad -3.73355 \quad -3.60387$
 $-3.4542 \quad -3.31665 \quad -2.51881 \quad -1.23501 \quad -1.03857 \quad -5.39366 \quad -11.3307 \quad -11.14$
 $-8.88793 \quad -6.93297 \quad -5.4207 \quad -4.23041 \quad -3.13945 \quad -1.98371]$

La relation de $C_{gd} = \left. \frac{\partial Q_{gd}}{\partial V_{gd}} \right|_{V_{gs} = cte}$, et une dérivée partielle de la charge Q_{gd} . La limite du mode de fonctionnement du transistor se situe entre -45v et -34v. La figure III-9, illustre la variation de C_{gd} en fonction de V_{gd} pour $V_{gs} = cte$. On remarque le condensateur C_{gd} varie légèrement, il est presque constant dans la marge -34v à -45v. L'allure de cette courbe ressemble à celle d'une diode. (Chapitre II figure II-3-schéma équivalent fort signal diode I_{gd} en parallèle avec C_{gd} qui est en série avec R_{gd}).

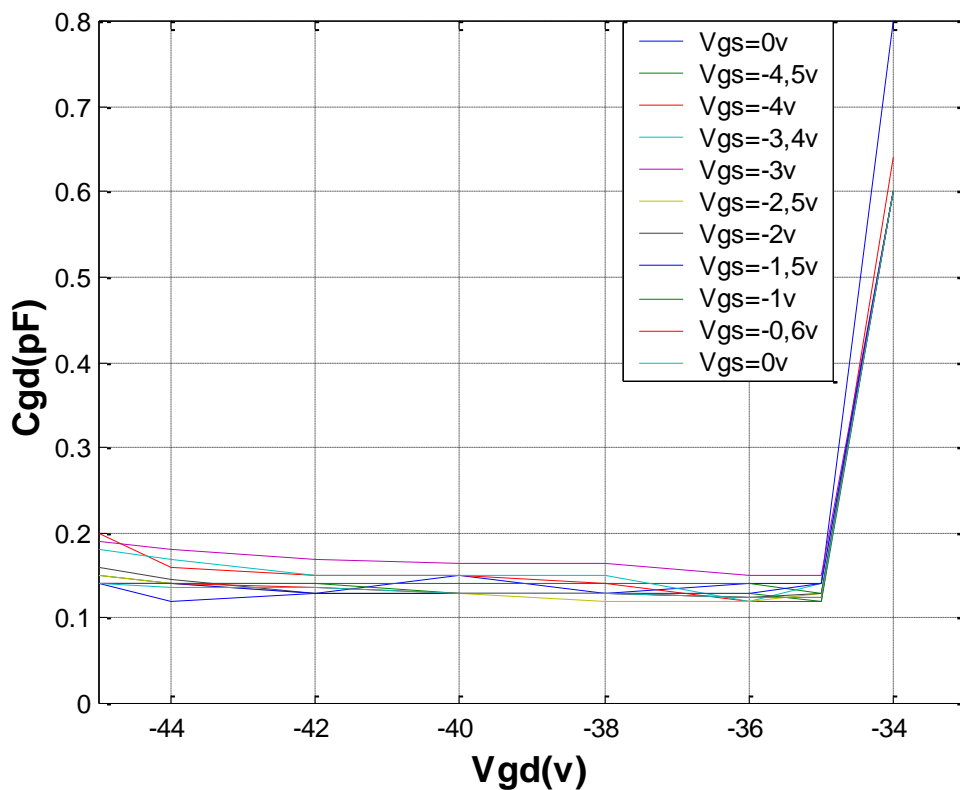


Figure III-9 : Variation du condensateur C_{gd} en fonction de V_{gd} à $V_{gs} = \text{constante}$

III-2-4 Modélisation du Condensateur C_{gd} :

Dans ce paragraphe, on va extraire ou optimiser les paramètres du modèle d'Angelov du condensateur C_{gd} , toujours pour une tension drain-source $V_{ds}=20v$, et une tension $V_{gs}=-3,5v$. La figure III-10, représente le graphe de C_{gd} pour une tension grille-source égale à $-3,5v$.

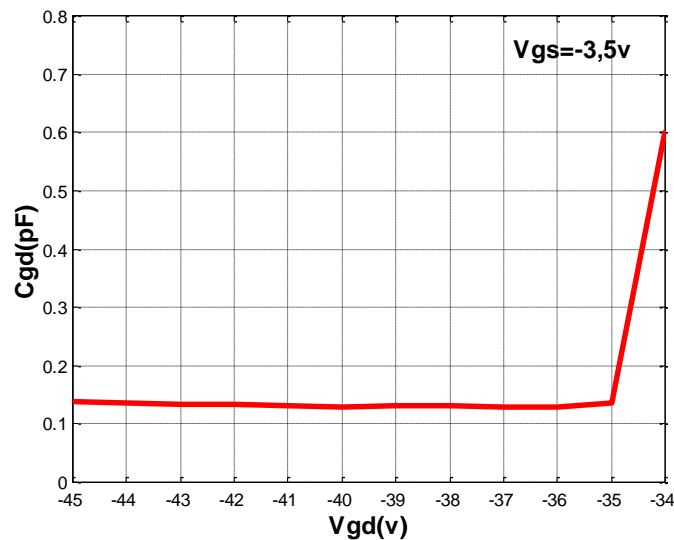


Figure III-10 :L'allure de C_{gd} en fonction V_{gd} pour $V_{gs}=-3,5v$

Les valeurs de C_{gd} correspondant pour chaque valeur de V_{gd} sont représentées sur le Tableau

$V_{gd}(v)$	-45	-44	-43	-42	-41	-40	-39	-38	-37	-36	-35	-34
$C_{gd}(pF)$	0,14	0,14	0,13	0,13	0,13	0,13	0,13	0,13	0,13	0,13	0,14	0,6

Tableau III-6 : Valeurs de C_{gd} en fonction de V_{gd} pour $V_{gs}=-3,5v$.

Le modèle d'Angelov du condensateur C_{gd} , et qui dépend de la tension drain-source V_{gs} peut être exprimé par :

$$C_{gd} = C_{gdpi} + C_{gd0} (1 - P111 + \tanh(\Psi3)). (1 + \tanh(\Psi4)) + 2.P111 \quad (III-5)$$

$Cgdpi$: représente la capacité parasite grille-drain

$Cgd0$: représente le coefficient du condensateur Cgd exprimé en pF.

Avec : $\Psi3 = P30 - Vds . P31$

Et $\Psi4 = P40 + P41 . Vgd - Vds . P111$

Suivant les valeurs de Cgd , et Vgd (Tableau III-6), ainsi que les données de $Cgdpi$ et $Cgd0$ qui sont égale respectivement à 0,13pF et 0,12pF pour $Vds=20v$, on peut optimiser la partie constante entre -45v et -35v sous Matlab les paramètres $P30, P31, P40, P41$ la valeur de $P111$ est égale à celle de Cgs . La figure III-11 illustre l'optimisation du modèle Cgd . Le Tableau III-7 représente les paramètres optimisés de Cgd . (Pour la partie constante de Cgd).

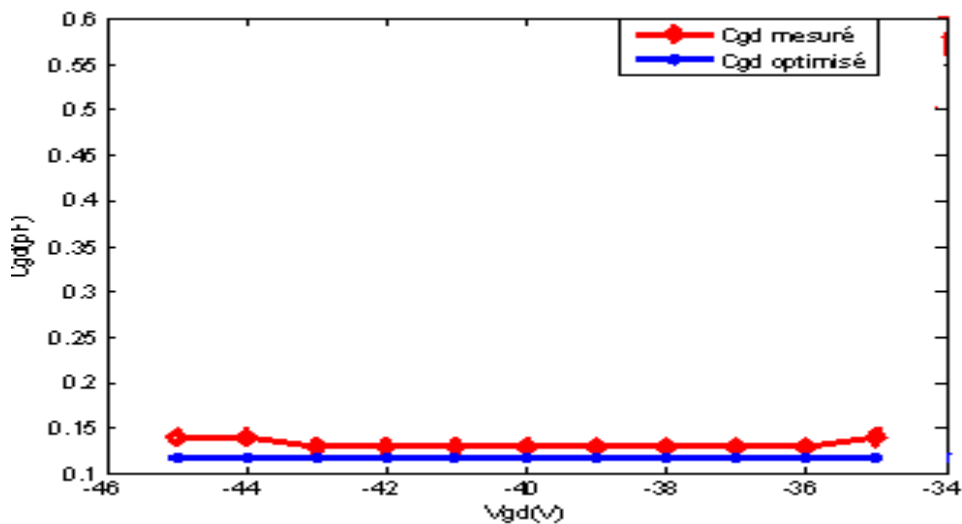


Figure III-11 : Modèle du condensateur Cgd .

$Cgdpi(pF)$	$Cgd0(pF)$	$P30$	$P31$	$P40$	$P41$	$P111$
0,13	0,12	0,1607	-0,5331	-0,1500	0,5000	0,1628

Tableau III-7 : Valeurs des paramètres optimisés pour $Cgdpi=0,13pF$, $Cgd0=0,12pF$ et $Vds=20v$.

III-3 Les paramètres extrinsèques du transistor :

Cette partie présente le circuit équivalent avec les éléments extrinsèque du GaN, dont le circuit est représenté sur la figure III-12.

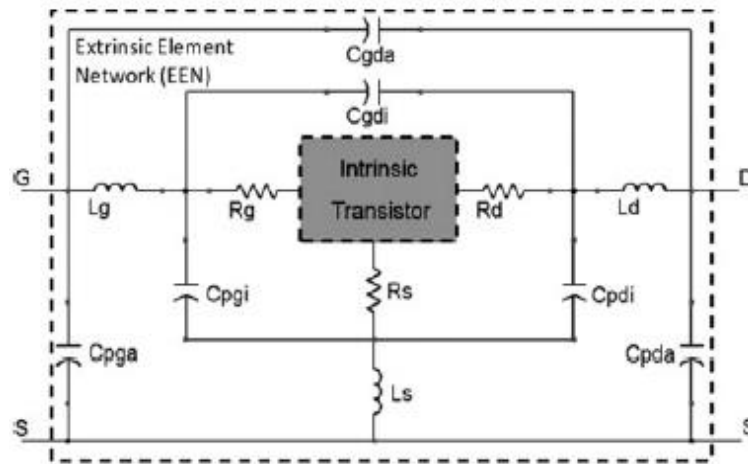


Figure III-12 Circuit équivalent du GaN HEMTs avec les éléments extrinsèques (Anwer Hasan Jarnda," Large signal Modeling of GaN)

En figure-III-12, les éléments Rg , Rs , et Rd représentent l'effet résistif des contacts ohmiques et des zones du substrat. La résistance Rg représente les pertes ohmiques dues à la métallisation de l'électrode de grille et à la résistance distribuée de contact à l'interface métal – substrat. Les deux inductances Lg et Ld modélisent les bus d'accès aux électrodes du composant. L'inductance Ls modélise en technologie micro-ruban essentiellement les effets inductifs dus aux trous de contact. Les capacités $Cpda$ et $Cpga$ représentent en haute fréquence les capacités parasites entre la grille, le drain et la masse. $Cgda$, Capacité parasite entre drain et grille, $Cgdi$ représente la capacité parasite entre le pont de (Lg et Rg) et (Rd et Ld). $Cpdi$ est la capacité parasite entre le pont de (Lg et Rg) et le pont (Rs et Ls). Et enfin, la capacité parasite $Cpdi$ qui est branchée entre le pont de (Rd et Ld) et le pont de (Rs et Ls). Le Tableau III-8 représente les valeurs des éléments extrinsèque (extraites au laboratoire d'hyperfréquence) de notre transistor HEMT large signal avec longueur de gâchette $L_g=0,5\text{mm}$.

Rg (Ω)	Lg (nH)	Cpga (pF)	Cpgi (pF)	Rd (Ω)	Ld (nH)	Cpda (pF)	Cpdi (pF)	Rs (Ω)	Ls (nH)	Cgda (pF)	Cgdi (pF)
5,611	0,0520	0,020008	0,10627	3,401	0,0480	0,016743	0,084639	2,3733	0,002	0,00222	0,00852

Tableau III-8 : Valeurs des éléments extrinsèque

Pourqu'on puisse utiliser notre transistor HEMT dans la conception des montages en hyperfréquence, on implémente tous les paramètres indiqués sur (*tableau III-2, III-5, III-7, III-8*) dans le modèle GaN utilisant le logiciel *ADS 2009 Agilent Technologie.* (*Référence en Annexe*)

Une fois qu'on implémente tous les paramètres sur ADS, on représente notre transistor HEMT sous forme d'une boîte noir. Figure III-13 ci-dessous.

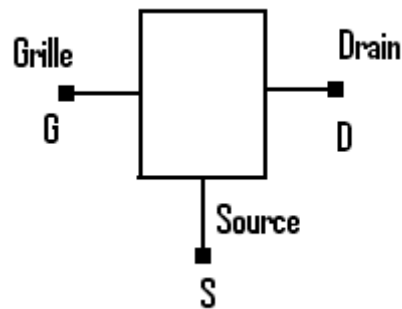


Figure III-13 : Synoptique d'un transistor HEMT sous ADS

Conclusion

Les amplificateurs de haute puissance (HPA) qui comprennent les transistors à haute-électron-mobilité (GaN HEMT) ont des applications potentielles dans les systèmes radar, systèmes de communication par satellite, des stations de base cellulaires, etc. Des efforts ont été faits pour améliorer la performance du GaN transistor à effet de champ (FET) sur la base de la vaste expérience accumulée au fil des ans. Bien que plusieurs amplificateurs de haute puissance, HPA à haut rendement ont été rapportés dans le passé, il existe des possibilités considérables d'amélioration de la performance de ces amplificateurs; cela est dû à l'immaturité des technologies de GaN existantes.

Les méthodes de conception est souhaitées des modèles de circuits non linéaires empiriques (ENCMs) sont largement utilisés dans la conception de circuits. Ces modèles peuvent aider à améliorer les performances du dispositif en contribuant à une augmentation de l'efficacité du FET dans des applications de circuits pratiques et de faciliter l'optimisation des performances de l'appareil. Il est un fait largement accepté que la tangente hyperbolique ***tanh***, une fonction peut être utilisée pour obtenir une description satisfaisante de la caractéristique ***Ids-Vds*** (**Modèle du transistor**) et des capacités non-linéaire grille-source ***Cgs*** et grille-drain ***Cgd*** des dispositifs HEMT. Une tel fonctions ***tanh*** a été utilisées pour décrire les caractéristiques ***Ids – Vds*** du GaN HEMT. En grand-signal ou (Large Signal) du modèle HEMT, est un modèle très précis dont la convergence est suffisamment élevée pour qu'il puisse être utilisé dans la simulation de conception de circuit. Cependant, les paramètres du modèle, comme dans le cas de chaque dispositif empirique modèle, sont utilisés pour reproduire la forme des courbes ***Ids – Vds*** et les caractéristiques de capacité, etc., plutôt que pour le dispositif design.

Dans ce mémoire, nous proposons un nouveau modèle basé sur les équations de ENCM (conception modèle empirique non-linéaire), conçues en utilisant des paramètres physiques de l'appareil. Les paramètres du modèle sont identiques aux paramètres utilisés dans la conception du dispositif. Les paramètres de notre modèle sont extraits par optimisation. La modélisation de ***Ids – Vds*** et des capacités non-linéaire ***Cgs et Cgd*** sont en excellent accord avec les résultats de mesure. En outre, avec ce modèle, et après l'extraction de tous les paramètres intrinsèque et extrinsèque de notre transistor, qui peut être utilisé dans n'importe quelle application en hyperfréquence.

ANNEXE

LISTE DES REFERENCE

- [1] 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.
- [2] Le GaN possède deux formes différentes (Soubercaze, 2007)
- [3] Tirée de BOUSBIA (2006)
- [4] Tiré de SOUBERCAZE (2007)
- [5] Tirée de CHARBONNIAUD (2005)
- [6] W. Fuhs ; K. Niemann ; and J. Stuke. «Hétérojonctions of amorphous silicon and silicon single crystals». Bull. Am. Phys. Soc., 19 :345–349, (1974).
- [7] S. De Mayer « Etude d'une nouvelle filière de composants HEMTs sur technologie nitrure de gallium. Conception d'une architecture flip-chip d'amplificateur distribué de puissance à très large bande », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2005.
- [8] R.L. Anderson, IBM. J. Res and Dev., 4, p. 283 (1960).
- [9] H. Mathieu « Physique des semiconducteurs et des composants électriques », Édition Masson, Paris 1996.
- [10] L. Shen. Advanced Polarization-Based Design of AlGaIn/GaN HEMTs. ICNF 5th Conférence. Japan, Mai 2003.
- [11] R. Dingle ; H.L. Stormer ; A.C. Gossard ; and W. Wiegmann « Electron Mobilités in modulation-doped semi-conducteurs hétérojonction superlattices» Applied Physics Letters, vol. 33, no. 7, pp. 665–667, 1978.

- [12] Y.F. Wu, B.P. Keller, S. Keller, D. Kapolnek, S.P. Denbaars, U.K. Mishra
«Measured microwave power performance of AlGaIn/GaN MODFET » IEEE
Electron Device Lett., vol. 17, pp. 455-457, 1996.
- [13] A. Chini, D. Buttari, R. Coffie, S. Heikman, S. Keller ; U.K. Mishra, «12W/mm
Power density AlGaIn/GaN HEMTs on sapphire substrate», Electronics Letters,
Vol. 40, No 1, January 2004.
- [14] Y. F.Wu, A. Saxler, M. Moore, P. Smith, S. Sheppard, P. M. Chavarkar, T.
Wisleder, U.K. Mishra, and P. Parikh, “30-W/mm GaN HEMTs by field plate
optimization”.
- [15] B. Benbakhti, “Analyse physique et thermique de transistors à effet de champ
de la filière GaN: optimisation de structures pour l’amplification de puissance
hyperfréquence», Thèse de Doctorat, Université de Lille, Dec. 2006.
- [16] G.Le. Coustre «Contribution au développement d’une filière de transistor de
forte puissance à base de technologie HEMT GaN pour application télécoms et
radar» thèse, Université de Lille 2009
- [17] B. Tewfik «Etude des propriétés structurales et électroniques de nouveaux
matériaux à base d’alliages III-N pour l’optoélectronique» thèse, Université
Tlemcen Juillet 2009.
- [18] H. Wong, ECE 499 : Directed studies in ECE : GaN materials and applications
(Prof. Lester Eastman). M. School of Electrical and Computer Engineering,
Cornell University, Mai 2004.