

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية  
الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd - Tlemcen -  
Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Réseaux et télécommunications.

**Par** : BENHABIB Houria

### **Sujet**

**Simulation numérique d'un transistor HEMT à base des matériaux III-V en bande V application dans les satellites.**

Soutenu publiquement, le 30/06/2022, devant le jury composé de :

Mr.KAMECHE Samir	Professeur	Université de Tlemcen	Président
Mr.CHIKH-BLED Hichem	MCA	Université de Tlemcen	Examineur
Mr.IRID Sidi Mohammed Hadj	MCA	Université de Tlemcen	Encadrant
Mr.KHAOUANI Mohammed	MCB	Université de Chlef	Co-Encadrant

**Année universitaire : 2021 / 2022**

# *Remerciements*

La réalisation de ce mémoire a été possible, tout en premier grâce à dieu le tout puissant et omniscient qui a tracé mon chemin ainsi, et m'a donné le pouvoir de raisonnement et l'honneur intellectuel.

Je tiens à remercier spécialement mon encadrant, Mr IRID sidi Mohammed hadj, qui fut le premier à me conseiller et aider constamment à accomplir mon travail dans les meilleurs conditions. Je le remercie également pour son support moral et intellectuel tout au long de mon parcours universitaire .Ce fut un plaisir de travailler avec lui.

J'adresse toute ma gratitude à mon co-encadrant, Mr KHAOUANI Mohammed, pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter ma réflexion et ont grandement facilité mon travail.

Je tiens à exprimer mes plus sincères remerciements à Monsieur KAMMECHE Samir professeur à l'université Abou-Bakr Belkaid Tlemcen qui m'a fait l'honneur d'accepter la présidence du jury.

J'adresse mes sincères remerciements à Mr CHIKH BLED Hichem maitre de conférence à l'université de Tlemcen d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Je désire aussi à remercier tous ceux qui m'ont soutenu, et ont été présents pour moi lors des moments durs, notamment ma famille.

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail :*

***A mon cher papa, Nasr-eddine***

*Qui m'a toujours supporter et encourager d'y aller vers l'avant, sa présence pour moi à été  
ma source de force pour affronter les différents obstacles.  
Qu'il trouve ici le témoignage de ma profonde reconnaissance.*

***A ma chère maman, Hafida***

*Qui n'a jamais cessé de formuler des prières à mon égard, de me soutenir et de m'épauler  
pour que je puisse atteindre mes objectifs.*

***A mon mari, Ahmed***

*Qui m'a aidé et supporté dans les moments difficiles, pour son soutien et ses encouragements*

***A mon fils, Adam***

*Qui à été ma source de motivation et qui a illuminé mes nuits blanches par sa présence.  
Que dieu le bénisse.*

***A mes beaux parents***

*Pour leurs indéfectibles soutiens et leurs encouragements.*

***A mon frère, Tidjani***

***A ma sœur, Nizel***

*Pour leurs aides et leurs présences dans les moments difficiles*

***A mes belles sœurs, Mallek et Dounia***

***A mes beaux-frères, Nassim et Sofiane***

*Pour leurs support, leurs encouragement et de tout ce qui ont pu m'apporter de bonnes  
choses.*

## Résumé :

Les transistors à effet de champ à hétérojonction (HEMT high electron mobility) à base des matériaux nitrurés apparaissent comme les meilleurs candidats pour les applications de puissance, hyperfréquence et des télécommunications. Ces transistors intéressent les domaines militaires et civils. Notre travail consiste à simuler un transistor HEMT à base des matériaux binaires-ternaires innovants GaN, AlN, AlGaIn sous le logiciel de simulation SILVACO TCAD Tools, afin d'améliorer ses performances fréquentielles. L'utilisation de ces matériaux nous a permis d'avoir de meilleures performances en termes de courant de sortie, tension de seuil, rapport Ion/Ioff, courant de fuite de la grille, fréquence de transition et fréquence maximale d'oscillation et le paramètre d'isolation. Tous les résultats de simulations obtenus pour notre transistor sont simulés dans la bande V dans le but d'appliquer ce transistor comme commutateur à utiliser dans les satellites.

## Abstract:

High electron mobility transistor HEMT based on nitrided materials appear to be the best candidates for power, microwave and telecommunication applications. These transistors are of interest to the military and civilian fields. Our work consists in simulating a HEMT transistor based on innovative GaN, AlN, AlGaIn binary-ternary materials under the SILVACO TCAD Tools simulation software, in order to improve its frequency performance. The use of these materials allowed us to have better performance in terms of output current, threshold voltage, Ion/Ioff ratio, gate leakage current, transition frequency and maximum frequency of oscillation and the isolation parameter. Our simulation results for our transistor are simulating in the V band for applying this transistor as a switch to be used in satellites.

## ملخص:

يبدو أن الترانزستور عالي الحركة الإلكترونية HEMT القائم على المواد النيتريدية هو أفضل المرشحين لتطبيقات الطاقة والميكروويف والاتصالات السلكية واللاسلكية. هذه الترانزستورات تهم المجالات العسكرية والمدنية. يتمثل عملنا في محاكاة ترانزستور HEMT على أساس مواد GaN و AlN و AlGaIn الثنائية ثلاثية الأبعاد المبتكرة في إطار برنامج محاكاة أدوات SILVACO TCAD. من أجل تحسين أداء التردد. سمح لنا استخدام هذه المواد بالحصول على أداء أفضل من حيث تيار الخرج والجهد العتبة ونسبة Ion / Ioff وتيار تسرب البوابة وتردد الانتقال والحد الأقصى لتردد التذبذب ومعامل الغزل. يتم محاكاة نتائج المحاكاة الخاصة بنا للترانزستور في النطاق V لغرض تطبيق هذا الترانزستور كفتاح لاستخدامه في الأقمار الصناعية.

# Table des matières

Remerciements .....	i
Dédicaces.....	ii
Résumé.....	iii
Table des matières.....	iv
Liste des figures.....	viii
Liste des tableaux.....	xi
Liste des abréviations.....	xii
Introduction générale.....	02
<b>CHAPITRE I : MATERIAUX SEMI-CONDUCTEUR A BASE DE GAN, ALGAN</b>	
1.1 Introduction.....	05
1.2 Matériaux nitrurés.....	05
1.2.1 Propriétés Structurales du matériau GaN, AlGaN.....	05
<i>a-Structure cristalline</i> .....	05
<i>b- La structure blende de zinc</i> .....	08
1.3 Etude des charges de polarisation.....	10
1.3.1 Polarisation spontanée.....	10
1.3.2 La polarisation piézoélectrique.....	12
1.4 Propriété électrique du GaN.....	14
1.4.1 Largeur bande interdite.....	14
1.4.2 Constante diélectrique.....	15
1.4.3 Propriété thermique du GaN.....	15
<i>a-Conductivité thermique</i> .....	16
<i>b-Chaleur spécifique</i> .....	16
<i>c-Dilatation thermique</i> .....	16
<i>d-Température de debye</i> .....	17
<i>e-Propriétés optiques</i> .....	17
1.5 Propriétés électroniques.....	19
1.5.1 Structure des bandes d'énergie.....	19
1.5.2 Masses effectives.....	19
1.5.3 Propriétés optiques Dans les InN.....	20
1.6 La bande V.....	21

1.6.1 Spectre électromagnétique.....	21
1.6.2 Les bandes hyperfréquence.....	21
1.6.3 La Bande V.....	22
1.7 Conclusion.....	24
<b>CHAPITRE II : LE TRANSISTOR HEMT</b>	
2.1 Introduction.....	26
2.2 Etude d'une hétérojonction.....	26
2.2.1 Introduction.....	26
2.2.2 Diagramme de bande d'une hétérojonction.....	27
2.2.3 Gaz électronique à deux dimensions (2DEG) .....	28
2.3 Transistors à effet de champ.....	29
2.3.1 Transistors JFET et MESFET.....	30
2.3.2 Transistor MOSFET.....	32
2.4 Transistor HEMT.....	33
2.4.1 Introductions.....	33
2.4.2 Structure du transistor HEMT.....	34
2.4.3 Paramètres physiques d'un transistor HEMT.....	36
2.4.3.1 Mobilité des porteurs.....	36
2.4.3.2 Densité surfacique du gaz d'électron.....	37
2.4.3.3 Principe de fonctionnement d'un HEMT.....	37
2.4.3.4 Dégradation de la performance du HEMT.....	40
2.4.3.4.1 Effondrement du courant (Current collapse) .....	40
2.4.3.4.2 Mécanismes de tension de claquage.....	42
2.4.3.4.3 Zone de déplétion.....	44
2.4.3.5 Caractéristiques électriques.....	44
2.4.3.5.1 Caractéristiques statiques.....	44
2.4.3.6 Fonctionnement en fréquence.....	45
2.4.3.6.1 Fréquence de transition.....	45
2.4.3.6.2 Fréquence maximale d'oscillation.....	46
2.4.3.6.3 Bruit généralités.....	46
2.4.3.6.3.1 Origines du bruit.....	46
2.4.3.6.3.1 Facteur de bruit.....	47
2.4.3.6.3.1.1 Température de bruit.....	47

2.4.3.6.3.2 Bruit d'un système.....	48
2.4.3.7 Fonctionnement en puissance.....	49
2.4.3.7.1 La puissance de sortie.....	49
2.4.3.7.2 Schéma électrique équivalent petit signal.....	49
2.4.3.8 Eléments intrinsèques.....	50
2.4.3.9 Transconductance.....	50
2.4.3.10 La conductance (de sortie).....	50
2.4.3.11 Les capacités.....	51
A. La capacité grille- source ( $C_{gs}$ ).....	51
B. La capacité grille-drain ( $C_{gd}$ ).....	51
C. La capacité drain-source.....	51
2.4.3.12 Les résistances $R_i$ ou $R_{gs}$ et $R_{gd}$ .....	51
2.4.3.12 Éléments extrinsèques.....	52
2.4.3.13 Contact métalliques.....	52
2.4.3.13.1 Contacts ohmiques.....	52
2.4.3.13.2 Contacts ohmiques.....	53
2.4.3.14 Champ de claquage.....	53
2.4.3.14.1 Claquage du canal.....	53
2.5 Problèmes de fiabilité.....	54
2.5.1 Effets d'auto-échauffement et d'électrons chauds.....	54
2.5.3 Dégradation du bord de la grille.....	55
2.5 Courant de fuite de la grille.....	56
2.6 Application des transistors HEMT en communication satellite.....	56
2.7 Conclusion.....	58
<b>CHAPITRE III : RESULTATS ET DISCUSSION</b>	
3.1 Introduction.....	60
3.1.1 Présentation du logiciel SILVACO.....	60
3.1.1.1 Equations de base des semi-conducteurs.....	61
3.1.1.2 Équation de Poisson.....	61
3.1.1.3 Équation de continuité des porteurs.....	62
3.1.1.4 Équation de transport.....	62
3.1.1.5 Présentation de l'outil ATLAS.....	63
3.1.1.6 Ordre des commandes ATLAS.....	65

- 3.1.1.7 Modèles physiques..... 67
- 3.1.1.8 Modèle de mobilité..... 67
- 3.1.1.9 Modèle de génération-recombinaison des porteurs..... 68
- 3.1.1.10 Modèles statistiques des porteurs..... 69
- 3.1.1.11 Modèle d'ionisation par impact..... 69
- 3.1.1.12 Modèles de tunneling et modèles d'injection de porteurs..... 69
- 3.1.1.13 Méthodes numériques..... 70
- 3.2 Généralité sur l'utilisation des HEMT dans la commutation..... 71
- 3.2.1 Les propriétés des commutateurs RF..... 72
- 3.2.2 Isolation..... 72
- 3.2.3 Pertes d'insertion..... 72
- 3.3 Résultats de la simulation..... 72
- 3.3.1 HEMT a base de AlN, GaN, AlGaIn, 4H-SiC..... 72
- 3.3.2 Maillage de structures simulées..... 74
- 3.3.3 Structure simulé..... 74
- 3.3.4 Le Dopage..... 75
- 3.3.5 différent caractéristique HEMT a base de AlN /GaN/AlGaIn /4H-SiC..... 76
- 3.4 Performances DC..... 78
- 3.4.1 Caractéristique du Transfer IDS-VGS, transconductance gm et courant de fuite Ion, Ioff..... 78
- 3.4.2 La transconductance..... 78
- 3.4.3 Caractéristique de sortie IDS-VDS..... 79
- 3.4.4 Courant de fuite et courant de commutation..... 81
- 3.5.5 courant Ion, Ioff..... 81
- 3.5.5 Les capacité..... 82
- 3.5.6 Les fréquence ft, fmax..... 84
- 3.5.7. Parametre d'isolation..... 86
- 3.6 Conclusion..... 87
- Conclusion générale..... 89
- Références.....

# LISTE DES FIGURES

## CHAPITRE I

<b>Figure I.1</b>	Structure hexagonale würtzite idéale de nitrure de Gallium [4].....	<b>06</b>
<b>Figure I.2</b>	Structure de bande de Ga würtzite selon les lignes à haute symétrie dans la zone de Brillouin [7].....	<b>07</b>
<b>Figure I.3</b>	Structure würtzite de nitrure de Gallium [53] .....	<b>08</b>
<b>Figure I.4</b>	Schéma de la structure würtzite à face Ga et à face N.[53] .....	<b>08</b>
<b>Figure I.5</b>	Structure du Zinc-blende [8] .....	<b>09</b>
<b>Figure I.6</b>	Différence entre la structure zinc blende et würtzite[53] .....	<b>09</b>
<b>Figure I.7</b>	Contribution des différents moments dipolaires pour la génération de la polarisation spontanée (53) .....	<b>11</b>
<b>Figure I.8</b>	Polarités gallium et azote dans Ga hexagonal (14) .....	<b>12</b>
<b>Figure I.9</b>	Génération d'un champ électrique $E_r$ et de la charge surfacique par la polarisation spontanée dans un cristal Ga würtzite polarité gallium. (14) .....	<b>12</b>
<b>Figure I.10</b>	Effet de contrainte sur la polarisation et la charge surfacique d'une couche Ga polarité gallium. (53) .....	<b>13</b>
<b>Figure I.11</b>	Indice de réfraction du GaN entre 0.35 et 10 $\mu\text{m}$ . [26] .....	<b>18</b>
<b>Figure I.11</b>	La structure de bandes d'InN en utilisant les approximations de la GGA.[34]....	<b>20</b>
<b>Figure I.13</b>	Spectre de fréquence.....	<b>21</b>

## CHAPITRE II

<b>Figure 2.1</b>	Les différents types d'hétérojonctions entre deux matériaux semi-conducteurs A et B ayant des énergies de bande interdite $E_g^A$ et $E_g^B$ . [50] .....	<b>26</b>
<b>Figure 2.2(a)</b>	Diagramme de bandes d'énergie des deux matériaux semi-conducteurs avant contact. [51] .....	<b>27</b>
<b>Figure 2.2(b)</b>	Diagramme de bandes d'énergie après contact des deux matériaux semi-conducteur (hétérojonction) .....	<b>28</b>
<b>Figure 2.3</b>	Polarisation et charges dans les HEMT AlGaN / GaN [53].....	<b>29</b>
<b>Figure 2.4</b>	Représentation schématique de la zone de charge d'espace (Z.C.E) d'un transistor JFET ou MESFET non polarisé.[55] .....	<b>31</b>
<b>Figure 2.5</b>	Représentation schématique de la zone de charge d'espace (Z.C.E) d'un transistor JFET ou MESFET polarisé.[55] .....	<b>31</b>

<b>Figure 2.6</b>	Caractéristique de sortie d'un transistor FET.....	<b>32</b>
<b>Figure 2.7</b>	Coupe Schématique d'un transistor MOSFET à enrichissement non polarisé.....	<b>32</b>
<b>Figure 2.8</b>	Coupe Schématique d'un transistor MOSFET à enrichissement à canal n polarisé.....	<b>33</b>
<b>Figure 2.9</b>	Coupe schématique d'un transistor HEMT.....	<b>35</b>
<b>Figure 2.10</b>	Mécanisme interne d'un transistor HEMT AlGaN/GaN [69] .....	<b>38</b>
<b>Figure 2.11</b>	Caractéristique de sortie d'un HEMT [71] .....	<b>39</b>
<b>Figure 2.12</b>	(a) : Transistor HEMT sans polarisation, les pièges de surface sont représentés par des cercles blancs, (b) : HEMT polarisés avec une tension négative sur la grille [79].....	<b>41</b>
<b>Figure 2.13</b>	Transistor HEMT avec une couche de passivation [79].....	<b>42</b>
<b>Figure 2.14</b>	Coupe transversale de la surface sous la grille d'un HEMT et représentation du pic de champ [79] .....	<b>43</b>
<b>Figure 2.15</b>	HEMT sous tension de pincement et de polarisation élevée sur le drain [79].....	<b>44</b>
<b>Figure 2.16</b>	Caractéristique de sortie $I_{ds} = F(V_{ds})$ d'un HEMT.[55] .....	<b>45</b>
<b>Figure 2.17</b>	Représentations d'une résistance bruyante [85] .....	<b>47</b>
<b>Figure 2.18</b>	Bruit ajouté par un quadripôle.....	<b>47</b>
<b>Figure 2.19</b>	Schéma équivalent d'un transistor FET.....	<b>49</b>
<b>Figure 2.20</b>	Phénomène d'ionisation par impact suivie par l'effet d'avalanche à l'aide d'un diagramme de bandes d'un semi-conducteur.[93] .....	<b>54</b>
<b>Figure 2.21</b>	Coupe schématique d'un transistor HEMT décrivant la région de champ électrique élevé [97]. .....	<b>55</b>

### CHAPITRE III

<b>Figure 3.1</b>	Représente les différents fichiers d'entrée et de sortie de l'outil ATLAS.[108].....	<b>64</b>
<b>Figure 3.2</b>	Ordre des groupes de commandes d'ATLAS avec leurs instructions [108].....	<b>65</b>
<b>Figure 3.3</b>	Modèle simple pour un HEMT dans la configuration du commutateur (a) état ON et (b) état OFF.....	<b>71</b>
<b>Figure 3.4</b>	Coupe schématique de la structure simulée.....	<b>73</b>
<b>Figure 3.5</b>	Maillage du HEMT simulé à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN/4H-SiC.....	<b>74</b>
<b>Figure 3.6</b>	Structure simulé du transistor HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN/4H-SiC	<b>75</b>
<b>Figure 3.7</b>	Dopage du transistor HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC.....	<b>76</b>
<b>Figure 3.8</b>	Digramme de bande du HEMT simulé à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC.....	<b>77</b>
<b>Figure 3.9</b>	Potentiel du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC.....	<b>77</b>
<b>Figure 3.10</b>	caractéristiques de transfert du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC.....	<b>78</b>

<b>Figure 3.11</b>	Transconductance d'un HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC.....	<b>79</b>
<b>Figure 3.12</b>	Caractéristique de sortie Ids-Vds d'un HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC.....	<b>80</b>
<b>Figure 3.13</b>	La caractéristique de sortie IDS-VDS pour comparaison. [108] .....	<b>80</b>
<b>Figure 3.14</b>	Courant de fuite de la grille à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC.....	<b>81</b>
<b>Figure 3.15</b>	Représentation Ion et Ioff du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC.....	<b>82</b>
<b>Figure 3.16</b>	Capacité Cgd du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC.....	<b>83</b>
<b>Figure 3.17</b>	Capacité Cgs du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC.....	<b>83</b>
<b>Figure 3.18</b>	Capacité cgs en fonction de la fréquence du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC .....	<b>84</b>
<b>Figure 3.19</b>	Gain en courant H21 en fonction de la fréquence du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC.....	<b>84</b>
<b>Figure 3.20</b>	Gain de puissance unilatérale en fonction de la fréquence du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC.....	<b>85</b>
<b>Figure 3.21</b>	Figure gain de puissance du transducteur max en fonction de la fréquence du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC.....	<b>85</b>
<b>Figure 3.22</b>	Parametre d'isolation Isolation du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC.....	<b>86</b>

# LISTE DES TABLEAUX

## CHAPITRE I

<b>Tableau I-1</b>	Paramètres de la structure Wurtzite idéale et réelle de GaN. [5].....	<b>14</b>
<b>Tableau I-2</b>	Liste des paramètres usuellement utilisés pour le (h-GaN)-AlN et InN. [18].....	<b>14</b>
<b>Tableau I-3</b>	Données relatives à la dépendance du gap de l'AlN et le GaN en fonction de la température [19]. .....	<b>15</b>
<b>Tableau I-4</b>	Des coefficients de dilatation thermique pour l'EGaN wurtzite et pour les substrats les plus utilisés.[25] .....	<b>17</b>
<b>Tableau I-5</b>	Propriétés optiques pour les matériaux de base [24].....	<b>18</b>
<b>Tableau I-6</b>	Propriétés des principaux composés binaires III-V à 300K [25].....	<b>19</b>
<b>Tableau I-7</b>	Indice de réfraction et constantes diélectriques expérimentaux d'InN. [35].....	<b>20</b>
<b>Tableau I-8</b>	Dénomination des subdivisions du domaine des hyperfréquences.....	<b>22</b>

## CHAPITRE II

<b>Tableau 3-1</b>	Paramètres de simulation.....	<b>73</b>
<b>Tableau 3-2</b>	Regroupage et comparaison des résultats obtenus dans notre travail avec d'autres travaux récents.....	<b>86</b>

## LISTE DES ABRÉVIATIONS

AUPC	Automatic Uplink Power Control
BUC	Bloc Up Converter
DVB	Digital video Broadcasting
FAT	Final Acceptance Test
FDMA	Frequency Division Multiple Access
HEMT	High Electron Mobility Transistor
GIS	Geography Information System
LNA	Low Noise Amplifier
LNB	Low Noise Bloc
MMBS	Band Multimedia Broadcasting System
NMS	Network Management System
ODU	Out Door Unit
OSAT	On-Site Acceptance Test
RCST	Return Channel Satellite Terminal
RF	Radio Frequency
TDM	Time Division Multiplexing
TTC& M	Telemetry and Tele-command Control & Maintenance
IDU	In Door Unit
VSAT	Very Small Aperture Antenna
2DEG	Gaz électronique à deux dimensions (Two-dimensional Electron Gas)
$N_s$	Densité d'électrons
$\sigma$	Densité de charge
$q$	Charge d'électrons
$\epsilon_0$	Permittivité du vide
$\epsilon_r$	Permittivité relative
FET	Transistor à effet de champ
JFET	Transistor à effet de champ à jonction
MESFET	Transistor à effet de champ à barrière Schottky
MOSFET	Transistor à effet de champ à grille isolée
HEMT	Transistor à Haute Mobilité Electronique
ZCE	Zone de Charge d'Espace

# **INTRODUCTION GENERALE**

---

Le développement des systèmes de télécommunications modernes, aussi bien civils que militaires, les domaines de l'électronique de puissance hyperfréquence, subissent une évolution constante liée à de nouvelles exigences de performances et de fiabilité. Afin de répondre à ce défi, la technologie nitrure de gallium (GaN) suscite beaucoup d'attention depuis plusieurs années. En effet, les transistors HEMTs (High Electron Mobility Transistors) sur GaN sont des candidats de choix pour les applications de puissance hyperfréquence. Le matériau Nitrure de gallium (GaN) est sur le marché depuis les années 1970, il a une bande interdite son énergie est égale à 3,4 eV, ce qui signifie que l'énergie est trois fois plus élevée que les semi-conducteurs utilisés jusqu'à présent, comme le silicium (Si), le germanium (Ge) ou l'arséniure Gallium (GaAs). Les chercheurs sont toujours intéressés à ces types de matériaux pour les utiliser dans les domaines de l'électronique et de l'optoélectronique.

Le développement de ces composants pour les applications radiofréquences et en télécommunications n'a commencé qu'à partir des années 1980 où le carbure de silicium a été utilisé. L'amélioration des performances électriques des transistors reste un sujet de recherche, beaucoup de travail d'investigation, combinant de nouveaux matériaux et adoptant une nouvelle structure. Dans le cadre de ce travail de ce mémoire de master, nous tentons de concevoir un HEMT à base des matériaux nitrurés travaillant dans la bande V pour l'exploiter dans le domaine de communication satellitaire.

Notre mémoire de master s'articule sur trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous avons étudié les différentes propriétés de base des matériaux semi-conducteurs III-N, y compris les semi-conducteurs à faible bande interdite et large bande interdite. Nous avons montré leurs différentes propriétés cristallographiques, physiques, électriques et optiques. Puis nous introduirons les alliages ternaires que nous utiliserons dans les transistors HEMTs.

Le deuxième chapitre présentera spécifiquement les transistors HEMT : nous présenterons le type d'hétérojonction, le transistor HEMT, leur fonctionnement et leur structure avec le rôle de chaque couche. La dernière technologie des transistors HEMT sera présentée avec tous les effets néfastes qui endommagent ses propriétés physiques et ses performances électriques. Nous donnerons leurs caractéristiques et comparons leurs attributs.

Le troisième chapitre utilisera le logiciel commercial Silvaco TCAD Tools pour simuler les performances de notre AlGaIn/GaN HEMT. Il s'agira de simuler les différentes principales caractéristiques, mettre en évidence les caractéristiques observées en bande V.

Ce travail se termine par une conclusion générale résumant l'essentiel des résultats obtenus.

# **CHAPITRE I**

---

**Matériaux semi-conducteur à base de GaN, AlGaN**

## 1.1 Introduction :

Le nitrure de gallium comme le (GaN) sont des matériaux qui présentent un sacré potentiel étant des semi-conducteurs à large bande interdite utilisé dans les dispositifs de hautes fréquences ou de grandes puissances grâce à leur gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG) de forte densité ( $>10^{13} \text{ cm}^{-2}$ ) et de haute mobilité ( $\sim 1500 \text{ cm}^2 / \text{Vs}$ ). En particulier l'AlGaN utilisé dans la fabrication des diodes électroluminescentes, fonctionnant dans les zones du bleu à l'ultraviolet lointain (LEDs, lasers, photo détecteurs) dont les longueurs d'onde de 250 nm ont été atteintes. Ces matériaux sont utilisés dans les transistors HEMTs AlGaN/GaN dont leurs structures sur substrat InP présentent une forte densité de défauts cristallins. Dans ce chapitre nous allons présenter les propriétés structurales, électriques, thermiques et optiques des matériaux nitrurés GaN, AlGaN.

## 1.2 Matériaux nitrurés :

### 1.2.1 Propriétés Structurales du matériau GaN, AlGaN :

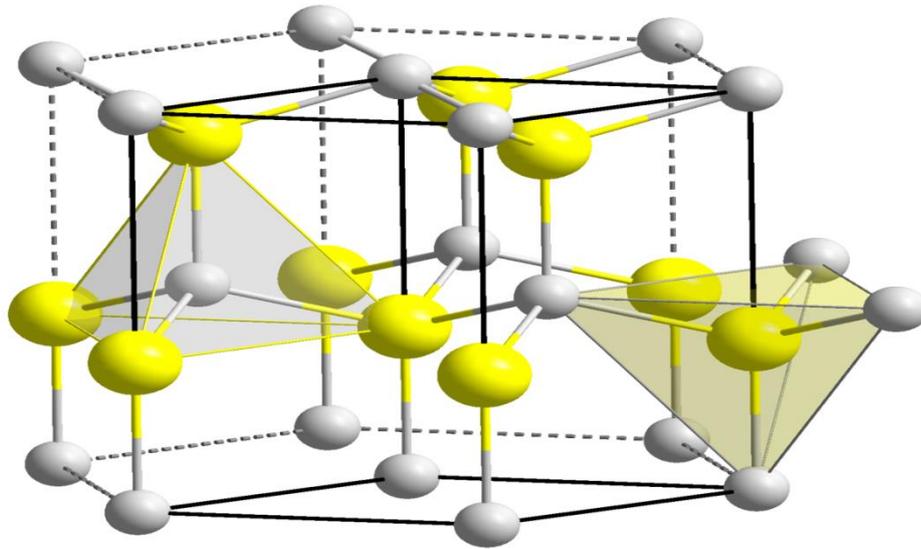
Le Nitrure de Gallium est un des matériaux semi-conducteurs formés d'éléments de la colonne III du tableau périodique des éléments (Gallium Ga, Aluminium Al, Indium In) associés à l'élément azote (N) de la colonne V. Ces matériaux, communément appelés « matériaux III-N » (GaN, AlN, InN et leurs alliages), cristallisent suivant deux types de structure :

- La structure cubique blende de zinc (ZnS) : un polytype thermodynamiquement métastable.
- La structure hexagonale würtzite : un polytype thermodynamiquement stable [1,2].
- Le GaN würtzite est noté h-GaN ou  $\alpha$ -GaN, le GaN cubique est noté c-GaN ou  $\beta$ -GaN.

La forte ionicité des liaisons III-N fait que la phase würtzite est la plus stable du point de vue de la thermodynamique. Elles sont obtenues en choisissant des conditions de croissance adaptées, nous allons démontrer ci dessous :

#### *a-Structure cristalline :*

La structure de type hexagonale würtzite est la structure cristalline de nombreux composés binaires. Elle se compose de deux sous réseaux hexagonaux compacts, l'un avec les atomes de gallium (Ga) et l'autre avec les atomes d'azote (N), interpénétrés et décalés de u.c suivant l'axe c de 5/8 de la maille élémentaire. [3] (**Figure I-1**).



**Figure I.1** : Structure hexagonale wurtzite idéale de nitrure de Gallium [4]

La structure wurtzite possède 02 paramètres principaux, (a) le paramètre de maille latérale (élémentaire) représente la longueur limite de l'hexagone de base, (C) le paramètre de maille verticale et u est la longueur de liaison Ga-N suivant l'axe C ; leurs valeurs ainsi de celles des autres semi-conducteurs sont portées sur le tableau I-1. [4]

GaN Wurtzite	C/A	U
Structure idéale	1.633	0.376
Structure réelle	1.627	0.377

**Tableau I-1** : paramètres de la structure Wurtzite idéale et réelle de GaN. [5]

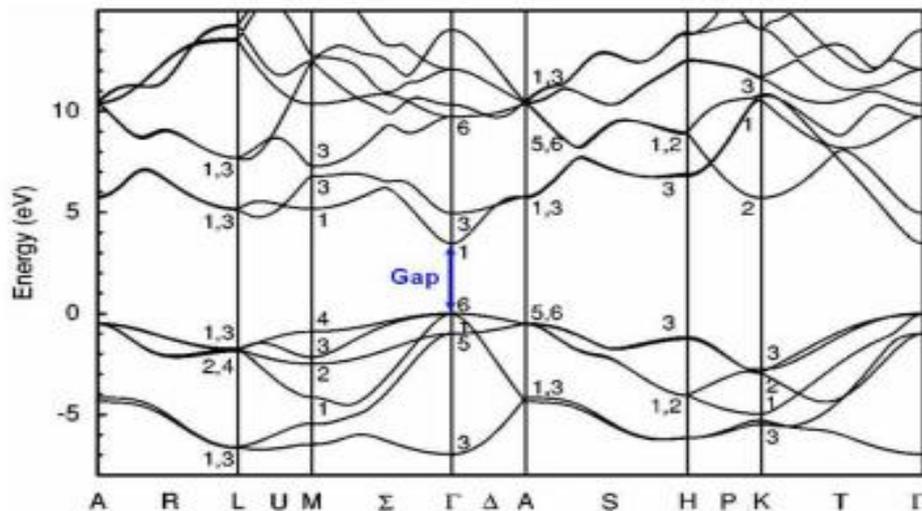
On note que les cristaux wurtzites réels sont stables si et seulement si  $c / a \leq 1,633$ . Pour  $c / a < 1,633$ , d'où le paramètre u est donné par :

$$U = \frac{1}{3} \frac{a^2}{c^2} + \frac{1}{4} \quad (1.1)$$

En revanche, quand c/a diminue, u augmente de manière que les longueurs des 4 liaisons tétraédriques soient égales. Mais une distorsion pour les angles entre les liaisons serait donc entrainer par cette interaction.

Les paramètres de maille a et c de GaN massif, rapportés dans plusieurs études, restent encore fluctuants. Ceci est lié aux différentes conditions spécifiques d'épitaxie de chaque étude et donc à la qualité du cristal. [6]

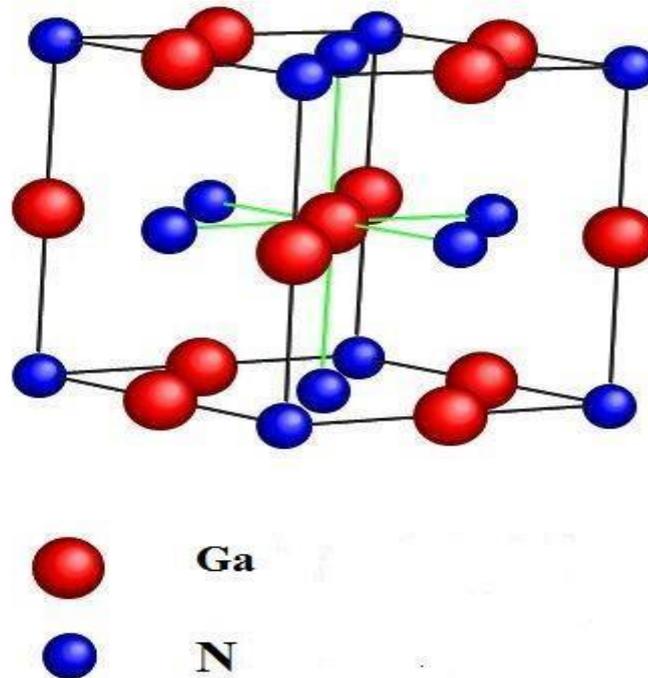
Sur la Figure I.2 ci-dessous nous représentons le diagramme de bandes du GaN würtzite suivant des lignes de haute symétrie de la zone irréductible de Brillouin calculée par Empirical pseudopotential method [7]. Ce diagramme montre la nature de gap direct du GaN würtzite. Le minimum de la bande de conduction et le maximum de la bande de valence sont situés au centre de la zone de Brillouin. À 300K, la largeur du gap généralement admise est autour de 3,4eV.



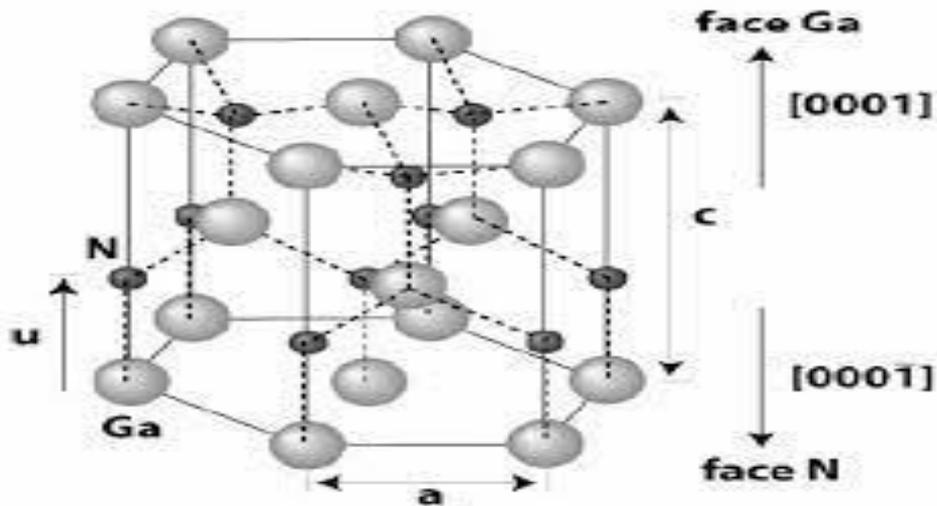
**Figure I.2 :** Structure de bande de Ga würtzite selon les lignes à haute symétrie dans la zone de Brillouin [7]

La croissance de la structure hexagonal du GaN se fait sur l'axe de croissance  $[0001]$  ou  $[000\bar{1}]$ , les atomes sont rangés en deux couches interpénétrées, décalées et formant deux espaces hexagonaux, l'un avec des cations (atomes de gallium (Ga)) et l'autre par des anions (atomes d'azote (N)). En raison de la grande différence d'électronégativité des atomes GA et N, une contribution ionique de la liaison déterminante la stabilité de la phase structurale.

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



**Figure I.3 :** Structure würtzite de nitruire de Gallium [53]



**Figure I.4 :** Schéma de la structure würtzite à face Ga et à face N.[53]

***b- La structure blende de zinc :***

Thermodynamiquement métastable, cette structure est dérivée de la structure cubiques à faces centrées comprenant chacun un type d'atome décalé d'un quart par rapport à la diagonale de la maille. Cette structure est thermodynamiquement instable et est moins exploitée par rapport à l'autre type, la valeur de sa maille élémentaire est de :  $a_0=4.511\text{Å}$  à 300K. Le réseau réciproque de cette structure est un octaèdre à face tronquées tel que 'le diamant' [8].

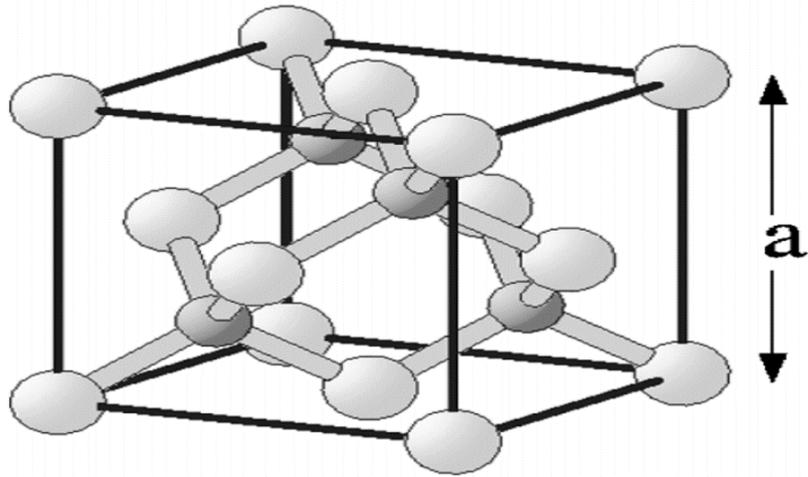


Figure I.5: structure du Zinc-blende [8]

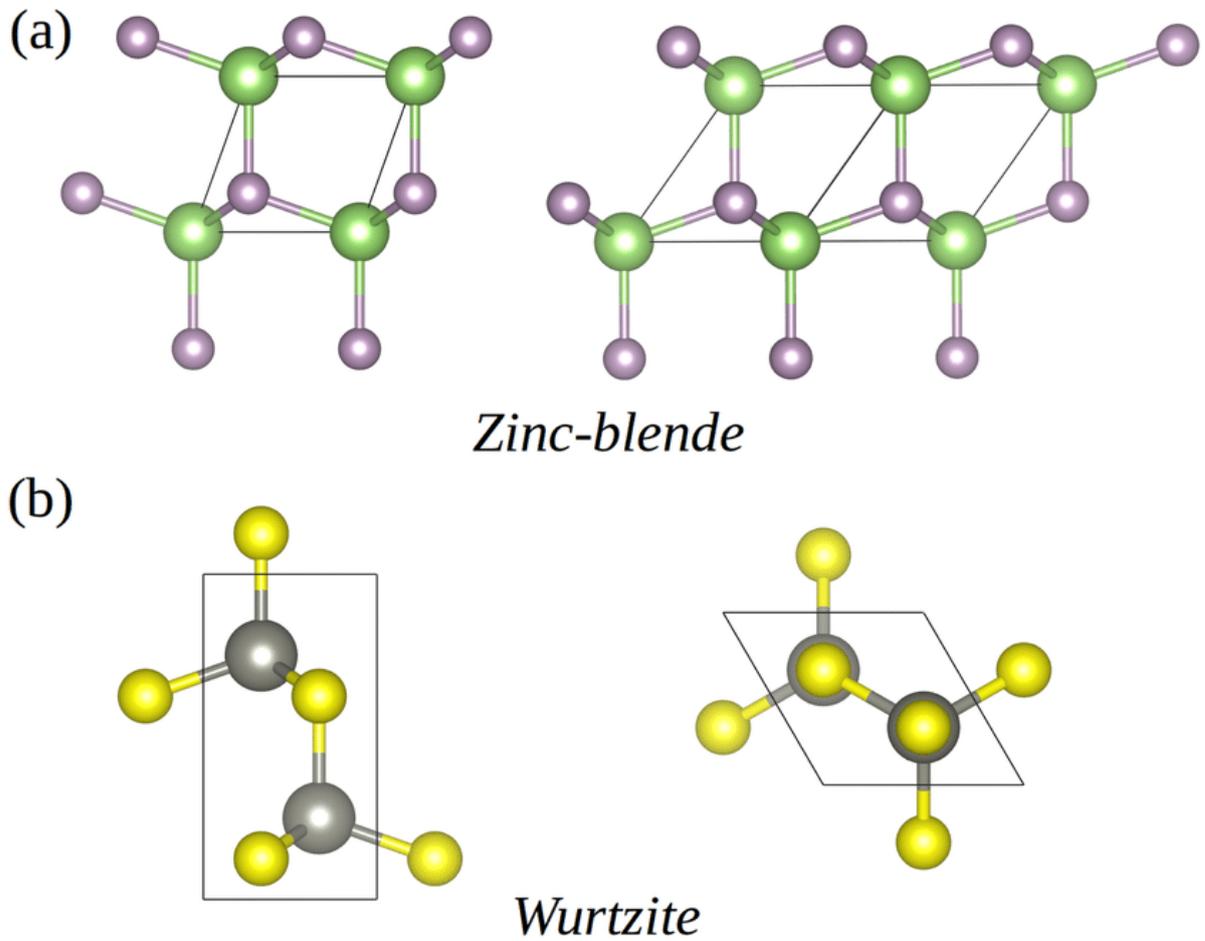


Figure I.6 : Différence entre la structure zinc blende et würtzite[53]

### 1.3 Etude des charges de polarisation :

La polarisation est une importante caractéristique dans les matériaux nitrurés. Elle se distingue par deux composantes, la polarisation spontanée ( $P_{sp}$ ) et la polarisation piézoélectrique ( $P_{pZ}$ ). Quand le matériau est sous contrainte mécanique qui le déforme, il produit une charge électrique dipolaire ; ce phénomène est appelé la piézoélectricité. Le phénomène contraire est vrai, c'est-à-dire l'apparition possible d'une déformation lorsque le matériau est soumis à une polarisation électrique. L'apparition des dipôles électriques internes est possible entre les charges positives et négatives du au contrainte cristalline, sous un effet externe. Un moment dipolaire permanent est présenté chez certains cristaux piézoélectriques, en l'absence de toutes contraintes extérieures, ce qu'on appelle une polarisation électrique spontanée. La polarisation spontanée de ces cristaux est proportionnelle à la température. Ces cristaux sont appelés : piézoélectriques [9]

Les transistors HEMTs GaN typiques peuvent avoir une densité de charge dans le canal de plus de  $1.10^{13}$  charges.cm<sup>-2</sup> sans pour autant doper la structure de manière intentionnelle. Par conséquent, on constatera la présence d'un dopage résiduel de  $1.10^{16}$  cm<sup>3</sup>. Ceci est dû à la structure même du transistor qui est le siège de ces deux types de polarisation [10].

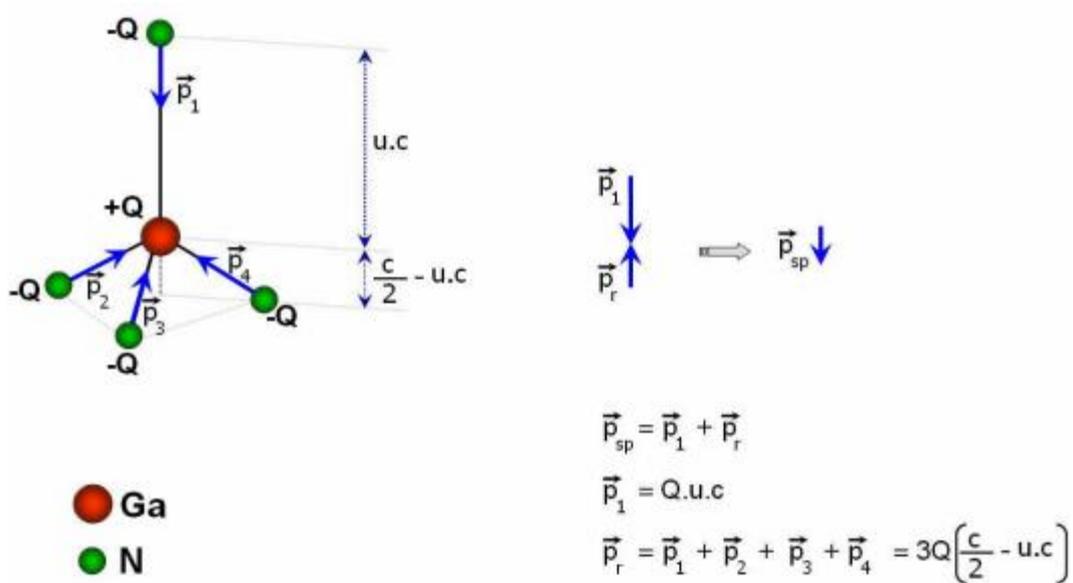
#### 1.3.1 Polarisation spontanée :

Dans le GaN de type würtzite, il existe une polarisation macroscopique non nulle, même en l'absence de contrainte externe sur une couche de nitrure de gallium. Cette polarisation est appelée polarisation spontanée. Elle résulte du non superposition des barycentres de charges positives et négatives c'est-à-dire la grande différence d'électronégativité entre le matériau du groupe III et d'atome d'azote (N) que l'on notera  $P_{sp}$  et qui s'exprime en fonction de la fraction d'aluminium introduite dans la barrière d'AlGaN selon l'équation II. En effet, l'électronégativité de l'azote est plus importante que celle du gallium, ce qui entraîne une ionisation particulièrement forte, une répartition du nuage électronique le long d'une liaison Ga-N est donc dirigée vers l'atome d'azote. On peut considérer que l'atome d'azote présente une charge  $-Q$  (anion) et l'atome gallium une charge  $+Q$  (cation) [11,12]. Chaque liaison Ga-N présente donc un moment dipolaire. La Figure (1.7) représente la contribution des différents moments dipolaires autour d'un atome de gallium. Leur somme est non nulle à cause de la non idéalité de la structure würtziteGaN ( $c/a < \sqrt{3}/8$ ) [13]. Elle forme un dipôle élémentaire parallèle à l'axe c et

orienté de l'atome d'azote vers l'atome de gallium. Ces dipôles élémentaires s'ajoutent pour donner dans la structure une polarisation spontanée macroscopique du matériau.

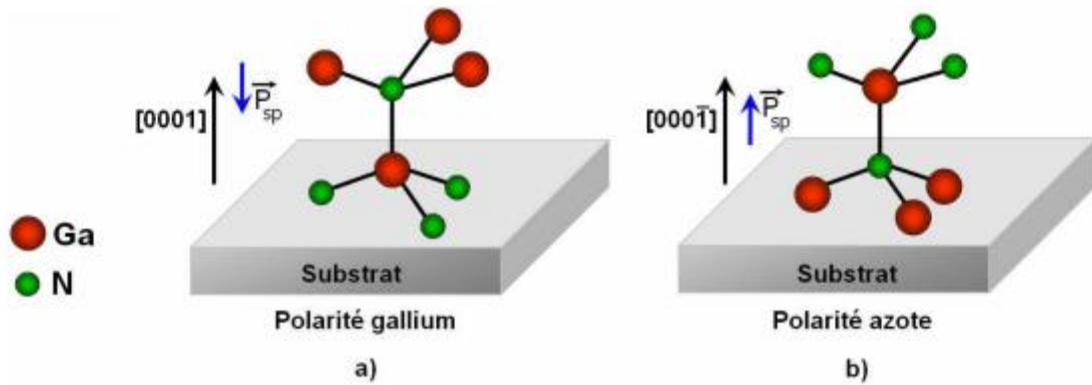
Equation:

$$P_{sp,Alx,Ga(1-x)N}(x) = -0.052x - 0.029 \text{ C/m}^2 \quad (1.2)$$



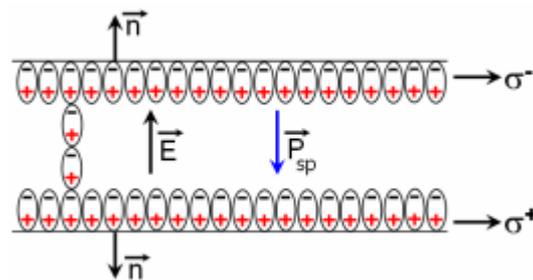
**Figure I.7 :** Contribution des différents moments dipolaires pour la génération de la polarisation spontanée (53)

La structure würtzite est asymétrique par rapport au plan (0001). Effectivement, les directions [0001] et [000'1] ne sont pas équivalentes ceci est dû à la liaison polaire existante entre les atomes de Ga et N. Le vecteur qui en résulte est orienté vers l'axe [0001] et a une valeur négative de  $-0.029 \text{ C.m}^2$  pour une couche de GaN pure et de  $-0.045 \text{ C/m}^2$  pour une structure composée de 30% d'aluminium ce qui correspond à un champ électrique de l'ordre  $3 \text{ MV/cm}$  et une densité surfacique de charge de  $1,8 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-2}$  [14]. La convention est de prendre la direction positive de Ga vers le N le plus proche on dit qu'on a une polarité gallium ou Ga-face (figure I.8a) dans le cas contraire, on a une polarité azote ou N-face (figure I.8b). Il est adéquat de dire que la polarité d'une couche ne présage pas de la nature des atomes en surface. Comme une couche à polarité Ga peut ainsi bien se terminer par des atomes de Ga que par des atomes de N en surface.



**Figure I.8** : Polarités gallium et azote dans Ga hexagonal (14)

A l'intérieur du matériau, les charges liées se compensent. Par contre, à la surface, la séparation des charges du dernier plan de dipôle n'est plus compensée, ce qui va faire apparaître des plans de charges de signe opposé d'un côté et de l'autre du cristal (Figure I.9)



**Figure I.9** : Génération d'un champ électrique  $E_r$  et de la charge surfacique par la polarisation spontanée dans un cristal Ga würtzite polarité gallium. (14)

Une polarisation  $P_r$ , quelle que soit son origine, induit à la surface du cristal une densité surfacique de charge  $\sigma$  donnée par :

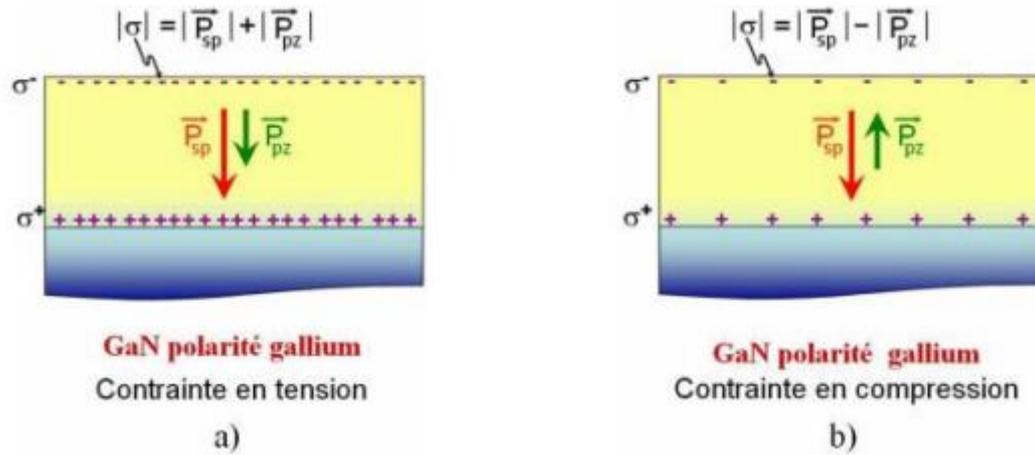
$$\sigma = P \cdot n \quad (1.3)$$

Où  $n$  est le vecteur unitaire normal à la surface et orienté vers l'extérieur.

### 1.3.2 La polarisation piézoélectrique :

Le GaN est souvent élaboré sur saphir, SiC ou Silicium. Le désaccord de maille entre GaN et son substrat impose une contrainte mécanique (extension ou compression) dans le plan de base des couches GaN par un champ électrique de manière proportionnelle. De nombreux cristaux présentent la déformation de la maille du GaN entraînant un déplacement des barycentres des charges et donc une modification de la polarisation

spontanée. Cet effet est considéré comme une polarisation dite “piézoélectrique” (Ppz) qui modifie la symétrie du cristal et qui, également renforce ou affaiblit la polarisation spontanée. Dans le cas de l’hétérojonction AlGaN/GaN, lorsque le matériau subit une déformation en tension biaxiale dans le plan perpendiculaire à l’axe de croissance, le vecteur polarisation piézoélectrique est orienté dans le même sens que le vecteur polarisation spontanée. En revanche, une contrainte biaxiale dans le plan est créée lorsque l’AlGaN est élaboré sur GaN [15].



**Figure I.10** : Effet de contrainte sur la polarisation et la charge surfacique d’une couche Ga polarité gallium. (53)

La polarisation piézoélectrique des alliages ternaires AlGaN sera calculée à partir de la formule suivante : [16]

$$P_{pz} = 2 \left( \frac{a(0) - a(m)}{a(m)} \right) * \left( e_{31}(m) - \frac{e_{33}(m)C_{13}(m)}{C_{33}(m)} \right) \quad (1.4)$$

Où :

- $a(0)$  et  $a(m)$  sont les paramètres de maille latérale du matériau relaxé et sous contrainte respective ;
- $e_{31}$  et  $e_{33}$  sont les constantes piézoélectriques ;
- $C_{13}$ ,  $C_{33}$  sont les constantes élastiques.

Le GaN et ses composés ont des constantes piézoélectriques très élevées, ce qui s’avère par des valeurs mesurées en méga-volts par centimètre (MV/C) du champ en question. Ces champs électriques élevés ont également un effet sur la conductivité dont ; sans utilisation de dopants, ils permettent le transport des électrons. Nous remarquons, après les calculs répartis sur le tableau ci-dessous, que l’entité  $\left( e_{31}(m) - \frac{e_{33}(m)C_{13}(m)}{C_{33}(m)} \right)$

est négative, d'où on constate que la polarisation piézoélectrique des nitrides est toujours négative pour les structures sous contraintes tractive ( $a > a_0$ ) et positive pour les contraintes compressive ( $a < a_0$ ). Tandis que, la polarisation spontanée reste toujours négative. [17]

<i>Matériaux</i>	<i>AlN</i>	<i>GaN</i>	<i>InN</i>
$a_0 (Å)$	3.112	3.189	3.540
$c_0 (Å)$	4.982	5.185	5.705
$c_0/a_0$	1.6010	1.6259	1.6116
$P_{SP} (C/m^2)$	-0.081	-0.029	-0.032
$e_{31} (C/m^2)$	-0.60	-0.49	-0.57
$e_{33} (C/m^2)$	1.46	0.73	0.97
$C_{13} (Gpa)$	108	103	92
$C_{33} (Gpa)$	373	405	224

**Tableau I-2** : Liste des paramètres usuellement utilisés pour le (h-GaN)-AlN et InN. [18]

En conclusion, la polarisation totale dans le GaN de type würtzite est la somme de deux composantes parallèles à l'axe c : la polarisation spontanée et la polarisation piézoélectrique.

La polarisation spontanée peut générer des champs électriques de l'ordre de 3MV/cm dans les matériaux de type III-V.

$$\vec{P} = \vec{P}_{PE} + \vec{P}_{SP}$$

## 1.4 Propriété électrique du GaN :

### 1.4.1 Largeur bande interdite :

Le GaN est un semi-conducteur caractérisé par sa bande interdite ou GAP, qui sépare les derniers états occupés de la bande de valence et des états libres dans la bande de conduction dont l'évolution en température suit la loi empirique de Varshni : [19]

$$E_G(t) = E_G(0) = \frac{T_2}{T + \beta} \quad (1.5)$$

D'où :  $E_G(0)$  est la largeur de bande interdite à température ( $T_0=0$  K) ;

-  $\alpha$  et  $\beta$  des constantes ; ( $\beta$  dépend de la température de Debye).

Ces valeurs sont données à titre approximatif pour l'AlN et le GaN dans le Tableau suivant :

	GaN		AlN	
$E_G(0K)(eV)$	3.4727	[20]	6.1	[19]
$a(meV/K)$	$10,8 \cdot 10^{-3}$	[20]	1.79.	[21]
$\beta J(K)$	745	[20]	1462	[21]

**Tableau I-3 :** Données relatives à la dépendance du gap de l'AlN et le GaN en fonction de la température [19].

Le gap du ternaire  $Al_mGa_{1-m}N$  en fonction du paramètre de la fraction molaire  $m$  et de la température peut être représenté simplement par la loi classique :

$$\begin{aligned}
 E_G^{AlGaN}(T, m) &= m * E_G^{AlN}(T) + (1 - m) * E_G^{GaN}(T) - b^{AlGaN} * m * (1 - m) \\
 E_G^{InAlN}(T, m) &= m * E_G^{InN}(T) + (1 - m) * E_G^{AlN}(T) - b^{InAlN} * m * (1 - m) - 2
 \end{aligned}
 \tag{1.6}$$

Avec  $b$  : paramètre de courbure de bande (bowing parameter) la valeur obtenue par Van Schilfgarde  $b = 0.6$  [20].

#### 1.4.2 Constante diélectrique :

La constante diélectrique du GaN à 300 K reportée dans la littérature est de  $\epsilon_r^{GAN} = 9.5$

Cette constante varie de 7% dans une plage de température de 700 K.

$$\epsilon_r(T) = \epsilon_r(300k) [1 + 100^{-4}(T - 300)] \tag{1.7}$$

La valeur de la permittivité diélectrique en fonction de la fraction molaire d'aluminium  $m$  suit une loi linéaire :

$$\epsilon_r^{ALGAN}(m) = \epsilon_r^{GAN} - 0.5m \tag{1.8}$$

#### 1.4.3 Propriété thermique du GaN :

Dans les semi-conducteurs ; les principales grandeurs physiques qui déterminent les propriétés thermiques sont la conductivité thermique, la dilatation thermique, la chaleur spécifique, la température de debye.

***a-Conductivité thermique :***

La conductivité thermique du GaN est de  $1.3 \text{ W.cm}^{-1}.\text{k}^{-1}$ . Etant une valeur si proche de celle du silicium. Cette notion est capitale pour les applications d'où une forte dissipation de chaleur produite par le dispositif est nécessaire. Or, la résistance thermique (notée  $R_{th}$ ) est inversement proportionnelle à la conductivité thermique  $R_{th}(\text{W.K}^{-1})$  :

$$R_{TH} = \frac{\Delta T}{P_{diss}} \quad (1.9)$$

Avec :  $\Delta T$  est l'élévation la température en K (kelvin),

$P_{diss}$  la puissance dissipée en W (Watt).

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

***b-Chaleur spécifique :***

Dans un composant semi-conducteur, l'augmentation de la température entraîne une augmentation du nombre de phonons. La chaleur spécifique est le paramètre physique qui permet de relier les variations de la température du réseau au nombre de phonons présents dans le semi-conducteur, sa valeurs peut être calculée à partir de la relation de debye [21]:

$$Cp(T) = \frac{12\pi R}{5} \left( \frac{T}{T_D} \right) \quad (1.10)$$

d'où  $R=8.344 \text{ l/mol.k.}$ ,

$T_D$  : température de Debye

***c-Dilatation thermique :***

En plus de la contrainte due au substrat, une deuxième contrainte apparaîtra et donc une deuxième déformation thermo-élastique au cours du refroidissement après l'hétéro-épitaxie. Cette contrainte est due à la différence entre les coefficients d'expansion thermiques linéaires des différentes couches déposées et du substrat. La croissance a lieu à haute température, elle dépend du substrat choisi pour l'hétéro-épitaxie. Suivant les substrats, la couche épitaxiée peut se trouver en compression ou en tension biaxiale dans

son plan de croissance. Pour le GaN de type wurtzite, le coefficient de dilatation thermique a été mesuré en fonction de la température sur monocristaux. Selon l'axe "a", le coefficient de dilatation thermique est constant sur toute la gamme de température. Par contre suivant l'axe "c", le coefficient de dilatation augmente en fonction de la température avec un changement brutal de la pente à 700K.

	GaN		6H-SiC	Al2O3	Si
	300k- 700K	700K-900K			
$\alpha_a$ (10-6/k)	5.59		4.2	7.5	2.6
$\alpha_c$ (10-6/k)	3.17	7.75	4.7	8.5	2.6

**Tableau I-4 :** Des coefficients de dilatation thermique pour l'EGaN wurtzite et pour les substrats les plus utilisés. [25]

Des contraintes résiduelles seront créées en induisant des fissures dans le GaN, dans le cas où le coefficient de dilatation thermique du substrat est différent de celui du GaN. C'est pour cela que le coefficient de dilatation thermique est un paramètre important lors d'une épitaxie.

Dans le tableau suivant une comparaison entre les coefficients de dilatation thermique et aux substrats les plus utilisés sont répertoriés. Dans ce domaine, le carbure de silicium 6H-SiC est le plus adapté en termes de dilatation thermique pour les températures de fonctionnement.

#### ***d-Température de Debye :***

La température de Debye « TD » définit la valeur maximale des énergies des vibrations. Cette grandeur physique peut être déterminée à partir de la chaleur spécifique ou bien à partir des coefficients élastiques. Elle est caractérisée par le comportement de la capacité thermique et de la dureté des solides. Les valeurs les plus souvent données dans la littérature sont 700 K ou 650 K suivant les méthodes de calcul. [23]

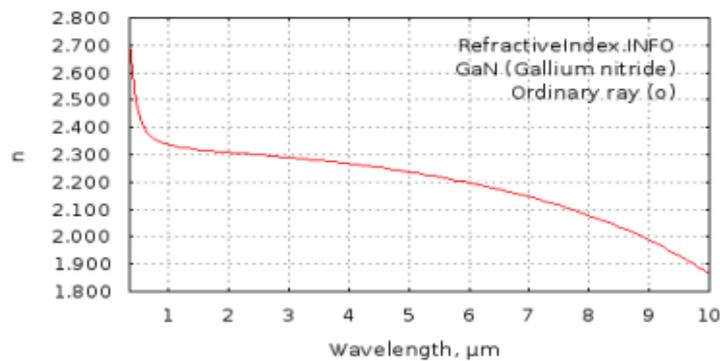
#### ***e-Propriétés optiques :***

Les propriétés optiques d'un matériau recouvrent principalement son indice de réfraction et son coefficient d'absorption. Ces propriétés sont primordiales pour les composants optoélectroniques puisqu'elles régissent le déplacement de la lumière dans le

composant. L'indice de réfraction d'un matériau est défini par le rapport de la vitesse de la lumière dans le vide «  $c$  », sur la vitesse de la lumière dans le matériau «  $v$  » :

$$n = \frac{c}{v} \quad (1.11)$$

La vitesse de la lumière dans un matériau n'est pas constante, elle change avec la longueur d'onde.



**Figure I.11** : Indice de réfraction du GaN entre 0.35 et 10 $\mu\text{m}$ . [26]

	GaAs	InAs	InN	GaN	AlN
Constante diélectrique statique ( $\epsilon_{DC}$ )	12.9	15.15	14.4	9.7	8.5
Constante diélectrique RF ( $\epsilon_{RF}$ )	10.89	12.3	5.8	5.3	4.6
Coefficient de recombinaison radiative ( $\text{cm}^{-1}\text{s}^{-1}$ ) $10^{-10}$	7.0	1.1	2.0	110	0.4
Energie du phonon optique (meV)	36.1	27	73	83.7	99

**Tableau I-5** : Propriétés optiques pour les matériaux de base [24]

Composé III-V	$E_G$ (eV)	$m^*/m_0$	( $\text{cm}^2/\text{Vs}$ )	$a$ ( $\text{\AA}$ )
AlSb	1.58	0.12	200	6.1355
AlAs	2.153	0.037	12000	5.66
AlN	6.2	0.4	314	$a=3.111$ $c=4.978$
InAs	0.36	0.023	33000	6.0584
InSb	0.17	0.0145	80000	6.4794
InP	1.35	0.077	4600	5.8686

InN	0.7	0.11	250	a=3.544 c=5.718
GaN	3.36	0.19	380	a=3.189 c=5.185
GaP	2.26	0.82	110	5.4512
GaAs	1.42	0.067	8500	5.6533
GaSb	0.72	0.042	5000	6.0959

**Tableau I-6 :** Propriétés des principales composées binaires III-V à 300K [25]

## 1.5 Propriétés électroniques :

### 1.5.1 Structure des bandes d'énergie :

Les structures électroniques de la bande de nitrure d'indium sont :



Le nitrure d'indium est un semi-conducteur à bande d'énergie interdite directe. Le maximum de la bande de valence et le minimum de la bande de conduction sont situés au point  $\Gamma$  de la zone de Brillouin. Les valeurs des différents niveaux énergétiques ont été calculées par différents auteurs, elles sont de 0,399 [26] 0.7- 0.9 [27-30], 1,52 eV [31] et de 1,890 eV [32].

### 1.5.2 Masses effectives :

La masse effective des électrons dans l'InN (Wurtzite), a été mesurée par plusieurs auteurs en utilisant des techniques expérimentales très variées. Les valeurs obtenues dans la direction Z et la direction perpendiculaire, sont similaires  $m_e = 0,11m_0$  [33]. Les masses des trous sont :

$$m_{hh}(\text{trous lourds}) = 1,63m_0$$

$$m_{lh}(\text{trous légers}) = 0,27m_0,$$

$$m_s(\text{split-off band}) = 0,65m_0 [34].$$



## 1.6 La bande V :

### 1.6.1 Spectre électromagnétique :

Le spectre électromagnétique est le classement des rayonnements électromagnétique par fréquence et longueur d'onde dans le vide ou énergie photonique [36].

Nous allons voir dans la figure ci-dessous la répartition des ondes électromagnétiques dans le spectre de fréquences et rayonnements.

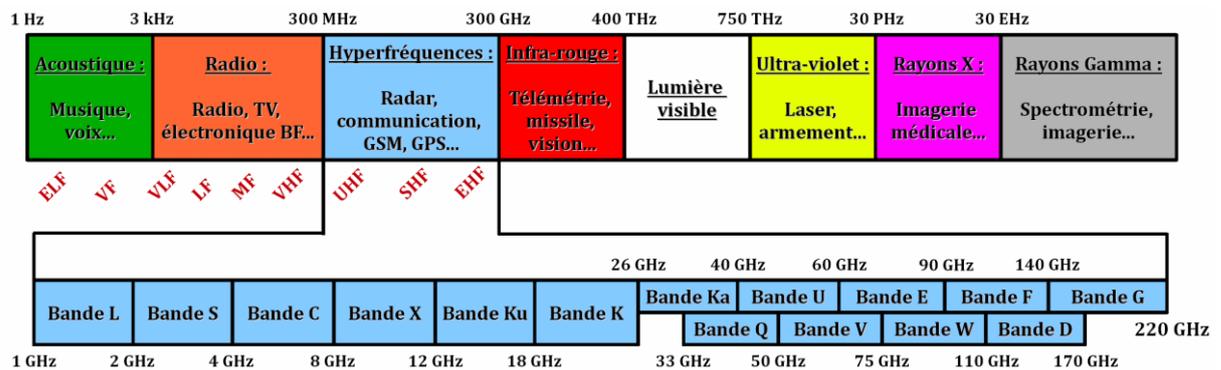


Figure I.13 : Spectre de fréquence.

### 1.6.2 Les bandes hyperfréquence :

Ultra-High fréquences band (U.H.F), les hyperfréquences un terme généralement employé pour une fréquence d'utilisation entre 1 et 100 GHz. Ces hyperfréquences représentent des ondes électromagnétiques dont la longueur d'onde est de l'ordre du centimètre et que l'on utilise notamment en technique radar, satellite et en transmission hertzienne.

En fait, les hyperfréquences, débordent largement les longueurs d'onde centimétriques, tant du côté des ondes décimétriques que du côté des ondes millimétriques.

Les limites en fréquence sont donc très floues. Les utilisateurs ont pris coutume de caractériser par des symboles alphanumériques certaines « bandes » de fréquences particulièrement utilisées (bandes P, L, S, C, X, K, K1, KU, Q, V et W, centrées respectivement autour des fréquences 0,3, 1, 3, 5, 8, 23, 20, 16, 41, 51 et 78 GHz).

Nom de la bande	Intervalle de fréquence (GHz)
P	0.225 – 0.390
L	0.390 – 1.550
S	1.550 – 4.20
C	4.20 – 5.75
X	5.75 – 10.90
K	10.90 – 36.0
Q	36.0 – 46.0
V	46.0 – 56.0
W	56.0 – 100.0

**Tableau I-8** : Dénomination des subdivisions du domaine des hyperfréquences.

### 1.6.3 La Bande V :

La bande V est une bande de fréquences appartenant au spectre électromagnétique de fréquence 40 à 75 GHz selon la norme IEEE 521-1984 [39.40]. La longueur d'onde dans le vide est alors inférieure au centimètre et on parle d'ondes millimétriques.

La bande V est assez peu utilisée, sauf pour des faisceaux hertziens, par les satellites de télécommunications, des radars millimétriques de recherche et d'autres types de recherches scientifiques. Elle ne doit pas être confondue avec la Bande V (600–900 MHz) du domaine de fréquences UHF.

L'utilisation de la bande v dans les communications par satellite peut améliorer la capacité de communication dans le système de satellite GEO. Jusqu'à ces dernières années, géostationnaire les systèmes des télécommunications par satellite ont continué à tirer parti de la large zone naturelle du satellite la capacité de couverture dans un contexte large bande était le problème majeur. Maintenant, la situation actuelle a des nouvelles perspectives à long terme des satellites géostationnaires sont remises en question par leur capacité à rester compétitif, en termes de capacité par rapport au coût et aux services pris en charge, il devrait offrir une large capacité, une bonne disponibilité, une grande flexibilité et garantir la qualité de service requise à un coût de manière efficace. La principale limitation est l'effet de la propagation des ondes radio à travers le plus bas couches de l'atmosphère. Lorsque la fréquence de fonctionnement augmente, l'atténuation

et la scintillation les effets des gaz atmosphériques, des nuages et de la pluie deviennent plus sévères.

Les premiers satellites commerciaux équipés de transpondeurs en service sont en bande Ka, et on s'attend à ce que la congestion dans les bandes de fréquences inférieures comme la bande Ku pousse de nouveaux systèmes passant progressivement à la bande Ka et, à plus long terme, à la bande Q/V. Selon le type de mission, un satellite en bande Ka-Q/V pourrait être envisagé comme, par exemple, pour un accès bidirectionnel à large bande services caractérisés par un trafic asymétrique élevé.

Le service de distribution de données pourrait tirer la meilleure partie d'une bande passante plus large dans la bande Q/V.[41]

En 1998, la FCC franchit une nouvelle étape pour assurer le développement technologique logique du satellite l'industrie, avec des attributions préliminaires V-Band. 16 17 en 2003, ces attributions de fréquences (37,5- 38,5 GHz, 40,5-41,5 GHz et 48,2-50,2 GHz) ont été finalisées. Il y a une certaine variation dans la terminologie autant de publications font référence V-Band comme (46–56 GHz). Dans ce sens, formellement, la V-Band a en fait les bandes de liaison montante tandis que les bandes de liaison descendante sont situées à Q-Band.

Cependant, certains documents de la FCC font référence à l'attribution collective en tant qu'attribution de bande V. [42]

Pour utiliser la bande V dans ces conditions nous devons adopter une technologie comme FMT (Fade Mitigation Techniques). Cette technique permet au système avec une marge statique assez faible à concevoir, tout en surmontant en temps réel l'atténuation des nuages, certaine fraction des événements d'atténuation par la pluie, de scintillation et de dépolarisation. Parmi ces techniques, adaptative modulation/codage sont d'un grand intérêt car ils permettent d'évaluer les performances des liaisons individuelles optimisées, et les caractéristiques de transmission à adapter aux conditions du canal de propagation et aux exigences de service pour le lien donné. Ces techniques devraient être prometteuses particulièrement dans les services point à point.

**1.7 Conclusion :**

Au cours de ce chapitre, nous avons présentés les composés binaires et ternaires nitrurés tels que le nitrure de gallium (GaN), nitrure de gallium-aluminium (AlGaN), et nous avons étudié également les principales caractéristiques électriques, propriétés mécaniques, thermiques et optiques des composés binaires InN et AlN et GaN. Nous avons aussi passé en revue les principales propriétés des composés ternaires utilisés dans nos transistors. Leurs structures cristallographiques ainsi leurs différentes propriétés ont été présentées. A la fin de ce chapitre une présentation de la bande V a été mentionnée.

Le chapitre qui suit est dédié pour l'étude des transistors à effet de champ HEMT.

# **CHAPITRE II**

---

## **Le Transistor HEMT**

## 2.1 Introduction :

Le transistor HEMT (High Electron Mobility Transistor) à hétérojonction haute mobilité électronique transistor est un composant dont le fonctionnement est proche du MESFET comme la différence est que le HEMT utilise une hétérojonction, c'est à dire une jonction entre des matériaux semi-conducteurs ayant des bandes d'énergie différente. Le transistor HEMT est un composant utilisé comme amplificateur et Switch. Dans ce chapitre nous parlons sur l'hétérojonction qui et la base des HEMT en suite en parle sur les différent types des transistors ou en se basé sur le HEMT et leur fonctionnement et application.

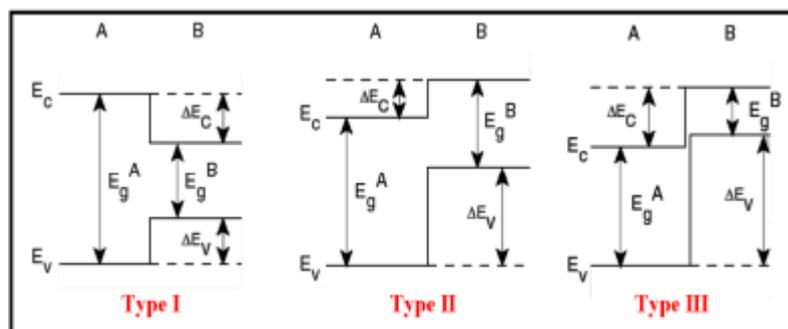
## 2.2 Etude d'une hétérojonction :

### 2.2.1 Introduction :

Une hétérojonction est obtenue par l'association (juxtaposition) de deux matériaux semi-conducteurs a des gap différents, elle dépend du type des deux semi-conducteur associés ; on appelle une hétérojonction isotype lorsqu'ils sont du même type de dopage, et s'ils sont dopé différemment l'hétérojonction est anisotype . Sa réalisation 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 notamment être assez proche).

Ces matériaux ont des énergies de bande interdite différentes, ce qui engendre une discontinuité de bande de conduction  $\Delta E_C$  et une discontinuité de bande de valence  $\Delta E_V$  à l'interface de l'hétérojonction. Dont l'intérêt de l'hétérojonction réside dans le décalage créé entre les bandes d'énergies permises des deux matériaux semi-conducteurs.

Le type d'hétérojonction dépend de la position des bandes interdites des deux semi-conducteurs. La figure (2.1) représente les différents types d'hétérojonction.



**Figure 2.1** : Les différents types d'hétérojonctions entre deux matériaux semi-conducteurs

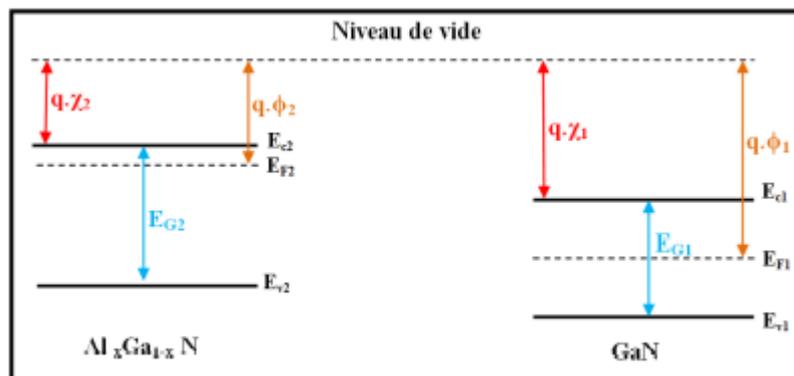
A et B ayant des énergies de bande interdite  $E_g^A$  et  $E_g^B$ . [50]

où :

- $E_c$  : désigne la bande de conduction.
- $E_v$  : désigne la bande de valence.
- $\Delta E_c$  : discontinuité de bande de conduction.
- $\Delta E_v$  : discontinuité de bande de valence

### 2.2.2 Diagramme de bande d'une hétérojonction :

L'état des deux matériaux semi-conducteurs avant contact est représenté dans la figure 2.2(a). Chaque matériau a une bande interdite différente ( $E_g$ ), lorsque les deux matériaux sont mis en contact, la flexion de la bande entraîne des discontinuités dans les bandes de conduction ( $\Delta E_c$ ) et de valence ( $\Delta E_v$ ), entraînées par des décalages au niveau de ces bandes, comme illustré dans le diagramme de bande d'énergie de la figure 2.2(b).



**Figure 2.2(a) :** Diagramme de bandes d'énergie des deux matériaux semi-conducteurs avant contact. [51]

où:

$E_G$  : valeurs des bandes interdites,

$\chi$  : affinité électronique,

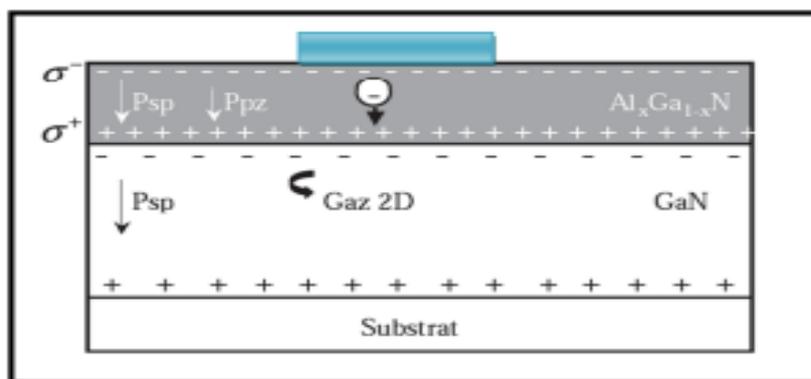
$q\chi$  : travail de sortie d'un électron (constante du matériau),

$V_B$  : différence de potentiel entre les couches,

$q\phi$  : travail existant entre le niveau de Fermi ( $E_F$ ) et le niveau de référence (variable avec le dopage).

La figure 2.2 (b) montre la discontinuité  $\Delta E_c$  qui forme un puits quantique à l'interface AlGa<sub>x</sub>N/GaN, structurée dans le diagramme de bandes d'énergie. Les électrons confinés dans un canal de conduction bidimensionnel (2DEG) ont une mobilité et une densité





**Figure 2.3 :** Polarisation et charges dans les HEMT AlGaN / GaN [53].

La charge induite  $\sigma$  créée à l'interface d'hétéro-structure AlGaN/GaN, peut être écrite comme la différence entre la somme des champs de polarisation dans la couche supérieure  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  et celle du GaN ; la polarisation piézoélectrique du GaN ( $P_{pz(\text{GaN})}$ ) est considérée comme une valeur négligeable. La charge induite peut être calculée par la relation (2.1) avec  $x$  le taux d'aluminium dans l'alliage  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ .

$$|\sigma| = |P_{sp(\text{AlGaN})}(x) + P_{pz(\text{AlGaN})}(x) - P_{sp(\text{GaN})}| \quad (2.1)$$

Une accumulation d'électrons libres apparaîtra à l'interface GaN, comme illustré dans la figure (2.3). La densité d'électrons  $n_s(x)$  serait calculée par la relation (2.2) [54]

$$n_s(x) = \frac{\sigma(x)}{q} - \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{q^2 d} [q\phi_b(x) + E_f(x) - \Delta E_c(x)] \quad (2.2)$$

D'où :

$\sigma$  : est la densité de charge induite par la polarisation,

$q$  : est la charge d'électrons,

$\epsilon_0$  : est la permittivité du vide,  $\epsilon_r$  est la permittivité relative,

$d$  : est l'épaisseur de la barrière AlGaN,

$q\phi_b$  : est la barrière de Schottky du contact de grille au-dessus d'AlGaN ,

$E_f$  : est la position du niveau de Fermi par rapport au bord de l'énergie de la bande de conduction du GaN,

et  $\Delta E_c(x)$  est le décalage de l'énergie de la bande de conduction à l'interface AlGaN/GaN.

### 2.3 Transistors à effet de champ :

Le premier transistor à effet de champ (FET) a été conçu en 1920. Ensuite, en 1945, Shockley a eu l'idée pour fabriquer un dispositif à semi-conducteurs à l'état solide. Il a estimé qu'un champ électrique puissant pouvait entraîner un flux électrique dans un semi-

conducteur voisin et il a essayé d'élaborer un FET, mais cela n'a pas fonctionné. Trois ans plus tard, Brattain et Bardeen construisirent le premier transistor en état de marche, conçu comme un transistor à jonction. En 1960, le scientifique de Bell, John Atalla, a développé un nouveau design basé sur les théories originales de Shockley sur les effets de champ.

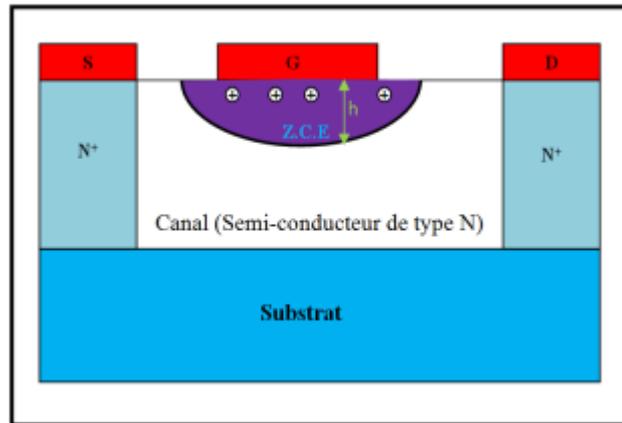
Dans les dispositifs à effet de champ, le courant est contrôlé par l'action d'un champ d'électrons plutôt que par l'injection de porteurs. Le FET représente une structure horizontale car le transport des électrons se fait horizontalement et les contacts ohmiques se trouvent sur le même plan. Son type dépend fortement de la nature du contact de grille élaboré. Il existe plusieurs types tels que :

- Transistor JFET "Junction Field Effect transistor" : dans ce type de transistor, la jonction grille-canal est une jonction PN.
- Transistor MESFET "Metal Semiconductor Field Effect Transistor" : dans ce type de transistor il s'agit d'une grille métallique à barrière Schottky.
- Transistor MOSFET "Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor" : grille métallique isolée par rapport au canal par un oxyde.
- Transistor HEMT "High Electron Mobility transistor" : grille métallique à barrière Schottky.

### 2.3.1 Transistors JFET et MESFET :

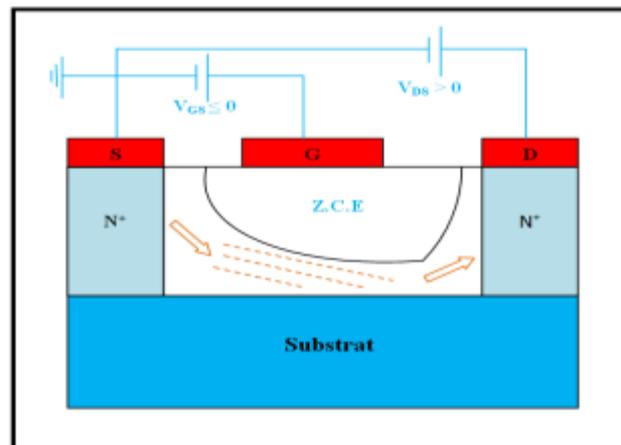
Le JFET, un transistor à effet de champ à jonction ; dispositif à trois électrodes : grille (G), source (S) et drain (D), appartenant au groupe des dispositifs à semi-conducteurs unipolaires. Le courant circule dans un seul type de semi-conducteur (type n ou p), dans les FET (transistors à effet de champ). De ce fait, ce courant est dû uniquement soit au déplacement des trous pour un semi-conducteur de type p, soit au déplacement des électrons pour un semi-conducteur de type n. Le contrôle du courant est induit par la variation de la résistance du canal du transistor (la région où circulent les porteurs).

Le principe de fonctionnement d'un transistor MESFET est identique à celui d'un JFET, sauf la jonction PN est remplacée par une jonction Métal/Semi-conducteur. La figure (2.4) représente la coupe schématique d'un transistor JFET ou MESFET non polarisé avec une zone de charge d'espace de hauteur "h" dans le canal conducteur.[55]



**Figure 2.4 :** Représentation schématique de la zone de charge d'espace (Z.C.E) d'un transistor JFET ou MESFET non polarisé.[55]

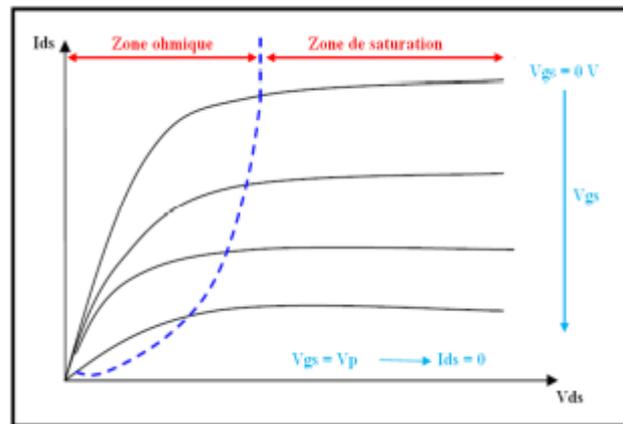
La largeur du canal dépend de la tension de commande ( $V_{gs}$ ). Pour des faibles valeurs de  $V_{gs}$ , la région de la jonction grille-canal est petite et la largeur du canal est grande ; dans ce cas la résistance drain-source du transistor est faible. Lorsque la tension de commande  $V_{GS}$  augmente en valeur absolue, l'épaisseur de la zone de charge d'espace augmente ; lorsque cette tension atteint la tension dite de pincement, c'est-à-dire  $V_{GS} = V_p$ , la zone déplétée occupe la totalité du canal. Cela ferme complètement le canal et la résistance drain-source devient très élevée. La figure 2.5 représente un transistor JFET ou MESFET polarisé. [55]



**Figure 2.5 :** Représentation schématique de la zone de charge d'espace (Z.C.E) d'un transistor JFET ou MESFET polarisé.[55]

Lors de l'application d'une tension drain-source positive et d'une tension de commande sur la grille négative ou nulle, un courant drain-source ( $I_{ds}$ ) circule entre le drain et la source. Le régime de saturation apparaît lorsque la tension drain-source atteint la

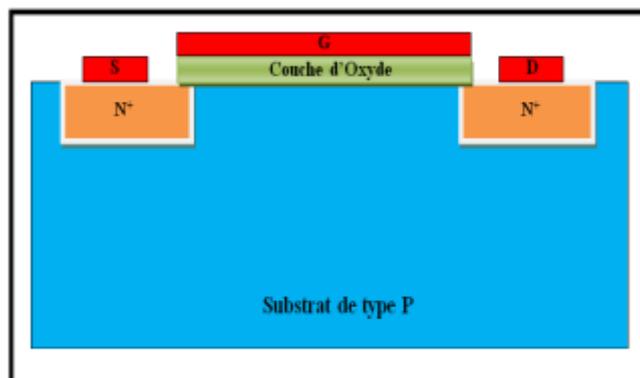
tension de saturation  $V_{Dsat}$ . Dans ce cas le courant  $I_{Ds}$  devient constant ( $I_{Dsat}$ ) et la variation de la tension  $V_{DS}$  n'affecte plus le courant  $I_{DS}$ . La figure 2.6 représente la caractéristique de sortie d'un transistor à effet de champ.



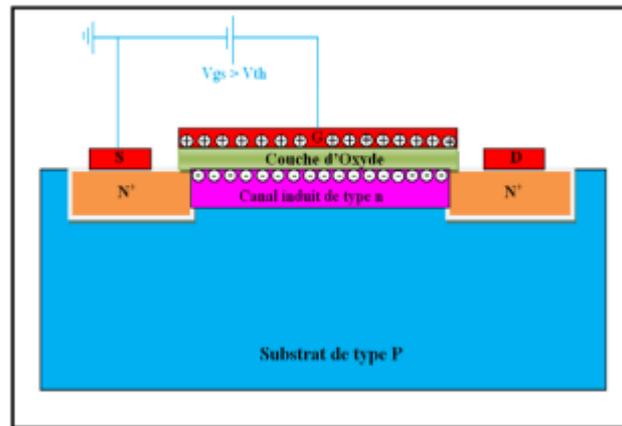
**Figure 2.6 :** Caractéristique de sortie d'un transistor FET.

### 2.3.2 Transistor MOSFET :

Dans le transistor MOSFET à effet de champ la grille est isolée par rapport au canal (figure (2.7)). Le MOSFET (Metal Oxyde Semi-conducteur Field Effect Transistor) est le type le plus courant du FET à grille isolée, il est utilisé dans de nombreux types de circuits électroniques. C'est un transistor à effet de champ contrôlé en tension qui diffère d'un JFET, car il comporte une électrode de grille isolée électriquement du canal par une très fine couche de matériau isolant. L'isolation de la grille rend la résistance d'entrée du MOSFET extrêmement élevée, de l'ordre des mégohms ( $M\Omega$ ). Ces transistors peuvent être de deux types : soit des transistors à enrichissement ou d'appauvrissement, et les deux peuvent être des MOSFET à canal n (NMOS) ou à canal p (PMOS).



**Figure 2.7 :** Coupe Schématique d'un transistor MOSFET à enrichissement non polarisé.



**Figure 2.8 :** Coupe Schématique d'un transistor MOSFET à enrichissement à canal n polarisé.

## 2.4 Transistor HEMT :

### 2.4.1 Introductions :

HEMT acronymes High Electron Mobility Transistor, qui signifie transistor à haute mobilité électronique. Sa première apparition était en 1980 par Fujitsu et Thomson [56]. Le transistor HEMT est aussi appelé MODFET (Modulation Doped Field Effect Transistor), TEGFET (Two dimensional Electron Gas Field Effect Transistor) et HFET (Heterojunction Field Effect Transistor). Un puits quantique est formé à partir de l'hétérojonction des deux matériaux de bandes interdites différentes du transistor à effet de champ à hétérojonction HFET. Par ailleurs, les électrons sont accumulés dans ce puits pour former un canal conducteur. En raison de la mobilité accrue des canaux, HFET offre une transconductance et une vitesse de fonctionnement plus élevées. Ce dispositif a la capacité de fonctionner à des fréquences très élevées et présente également un facteur de bruit faible. Par conséquent, il est utilisé dans les domaines de la conception RF où il est impératif d'avoir de hautes performances à hautes fréquences RF. [57]

L'exigence d'une vitesse de commutation élevée telle que celle qui est requise dans le domaine des communications et de la technologie RF a poussé les transistors à évoluer avec une mobilité électronique élevée et des caractéristiques de transport supérieures.

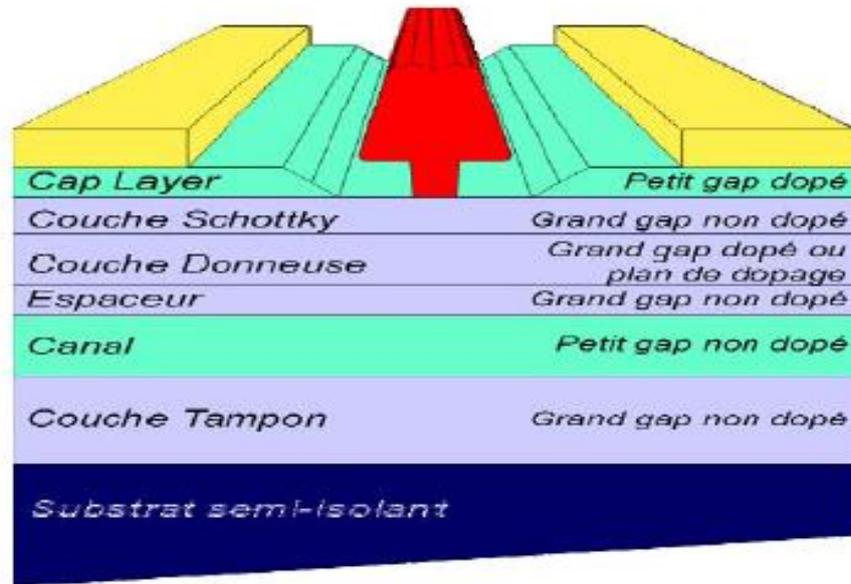
L'invention des dispositifs à haute mobilité électronique a été accréditée par T. Mimura qui a participé à la recherche sur les dispositifs semi-conducteurs à base des composés III-V pour les applications haute fréquence et haute vitesse dans laboratoire Fujitsu Ltd, à Kobe, au Japon. Suite à cela, le transistor HEMT a d'abord été utilisé

commerciallement comme amplificateur cryogénique à faible bruit à l'observatoire radio de Nobeyama (NRO), Nagano, Japon, en 1985.[58]

Les transistors MOSFET et MESFET doivent être construits avec des longueurs de canal très courtes, de sorte que la majorité des porteurs subissent un minimum de saturation en impuretés et une dégradation des performances réduite. De telles applications impliquent également des limitations de conception et de performances nécessitant un courant de saturation élevé ainsi qu'une transconductance importante, ce qui peut être obtenu par un dopage important. Pour dépasser ces limitations, les dispositifs HEMT incorporent des hétérojonctions formées par deux matériaux de bandes interdites différentes, où les électrons sont confinés dans un puits quantique afin d'éviter la dispersion d'impuretés. Le matériau à bande interdite directe, GaAs, a été utilisé en haute fréquence ainsi que dans les circuits intégrés optoélectroniques en raison de sa mobilité électronique et de sa constante diélectrique plus élevées. Les alliages AlGaAs sont les candidats les plus appropriés pour le matériau barrière de GaAs possédant presque la même constante de réseau et une bande interdite supérieure à celle de GaAs. C'est pourquoi l'hétérostructure GaAs/AlGaAs est considérée comme le choix le plus conforme à incorporer dans les HEMT. Cependant, le transistor HEMT à base des matériaux nitrurés AlGaN/GaN est un autre excellent dispositif qui a fait l'objet de nombreuses recherches au cours des dernières années. Il peut fonctionner à de très hautes fréquences avec des performances satisfaisantes et une vitesse d'électrons élevée en saturation [59]. Le GaN présente une très forte polarisation piézoélectrique qui facilite l'accumulation d'énormes porteurs à l'interface AlGaN/GaN. Dans ce type de HEMTs, les performances du dispositif dépendent des paramètres physiques et géométriques du dispositif tels que le type des matériaux utilisés, l'épaisseur des couches et la concentration de dopage de la couche AlGaN, offrant une flexibilité dans le processus de conception.

#### **2.4.2 Structure du transistor HEMT :**

On représente une structure typique d'un transistor HEMT AlGaN/GaN dans la figure 2.9 avec ces différentes couches.



**Figure 2.9** : Coupe schématique d'un transistor HEMT

- Couche cap layer

C'est une couche superficielle, formée par un matériau de faible bande interdite afin de réaliser les contacts ohmiques de source et de drain. Cette couche est dans la plus part des cas fortement dopée afin de diminuer la valeur des résistances de contact et donc celle des résistances d'accès.

- Couche Schottky

Cette couche à grand gap non dopée réalise le contact Schottky de la grille.

- Couche donneuse

Comme son nom l'indique, elle fournit les électrons libres à la structure, le dopage qui est généralement réalisé par un plan de dopage silicium, y joue un rôle important car il contribue à l'augmentation de la concentration des électrons fournis.

- Espaceur

Cette couche de matériau à grand gap intentionnellement non dopée, permet la séparation des atomes donneurs d'électrons de la couche donneuse, des électrons du canal. Les interactions électrons-impuretés sont ainsi réduites, on remarque que plus cette couche est épaisse, meilleur est la mobilité des électrons dans le canal par contre un espaceur moins épais (fin) favorise un transfert meilleur d'électron dans le canal.

- Le canal

C'est la plus importante des parties du HEMT, car c'est dans cet endroit que se crée le canal qui reçoit le gaz bidimensionnel d'électrons et c'est cette couche qui déterminera les

performances du composant à travers les propriétés de transport des électrons dans le matériau.

- La couche tampon

En générale cette couche a des propriétés structurales moyennes entre celle du substrat et le matériau du canal. Elle permet une croissance meilleur du GaN, le type de face dépend en partie de cette couche et elle favorise le confinement des électrons en s'interposant à l'injection des porteurs vers le substrat.

- Le substrat

C'est la couche sur laquelle on fait croître les matériaux à épitaxies. Son choix est crucial pour la qualité du composant et son fonctionnement. En effet un mauvais choix de substrat peut causer lors de la croissance des dislocations, qui peuvent rendre le composant non fonctionnel.

### 2.4.3 Paramètres physiques d'un transistor HEMT :

#### 2.4.3.1 Mobilité des porteurs :

La mobilité mesure la capacité des porteurs libres (électrons ou trous) à se déplacer dans le matériau soumis à un champ électrique externe et elle est notée  $\mu$  ( $\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ ). La mobilité des porteurs dépend fortement de la pureté et de la masse effective de porteurs, elle est également importante dans les semi-conducteurs qui se caractérisent par une pureté élevée et une faible masse effective des porteurs. C'est ce qui rend la mobilité des porteur dans un semi-conducteur est l'un des paramètres les plus importants pour le fonctionnement des dispositifs électroniques [60].

Une température élevée peut influencer de manière néfaste sur la mobilité car elle crée des perturbations dans le semi-conducteur. les relations suivantes, représentent respectivement, la mobilité des porteurs dans un semi-conducteur et le temps de relaxation.[61]

$$\mu = \frac{q \cdot \tau}{m^*} \quad (2.3)$$

Avec :

$$\tau = \frac{\tau_c}{2} \quad (2.4)$$

Où :

$\tau_c$  : le temps de collision

$\tau$  : Temps de relaxation

Dans un semi-conducteur de type n, l'interaction des électrons avec les impuretés et les phonons (dispersion par le réseau) contrôle et détermine la mobilité, elle est exprimée par la relation ci-dessous :

$$\frac{1}{\mu} = \frac{1}{\mu_{imp}} + \frac{2}{\mu_{rés}} \quad (2.5)$$

$\mu_{imp} \propto T^{3/2}$  et  $\mu_{rés} \propto T^{-\theta}$  avec  $1.5 \leq \theta \leq 2.5$

Quand la température augmente, la probabilité d'interaction des électrons avec les impuretés diminue et les phonons sont plus excités ; cela signifie que la probabilité d'interaction avec les phonons croît avec la température [62]

#### 2.4.3.2 Densité surfacique du gaz d'électron :

Linh avec leur équipe chercheur [63] ont proposé un modèle d'un transistor à haute mobilité électronique pour la première fois, et une relation linéaire entre la densité surfacique ( $n_s$ ) et la tension de commande du dispositif ( $V_g$ ) a été proposée. L'aspect de la variation du niveau de fermi avec densité surfacique a été pris en compte par Drummond et al. [64] et Lee et al. [65] dont le but était de faire une extension de la relation linéaire. Dans les HEMTs, la prédiction du courant sous-seuil n'était pas possible dans ce modèle. La modélisation correcte des régimes linéaires et sous seuil a été proposé par Byun et al. [66]. Des modèles qui unifient le régime linéaire et le régime de saturation ont été trouvés dans d'autres travaux [67, 68]. La concentration par unité de surface ( $n_s$ ) est définie par la relation suivante [63,64]

$$n_s = \frac{\epsilon}{q \times d} \chi (V_g - V_{th}) \quad (2.6)$$

Où:

$\epsilon$  : Permittivité diélectrique

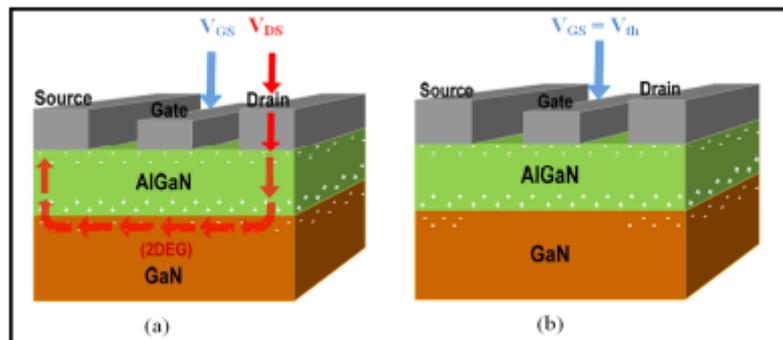
$d$  : L'épaisseur de la couche barrière

$V_{th}$  : La tension de seuil

#### 2.4.3.3 Principe de fonctionnement d'un HEMT :

Dans les structures HEMT les plus courantes, la barrière à large bande interdite est dopée de type n, tandis que le canal reste non dopé. À l'interface de l'hétérojonction, un puits quantique triangulaire est formé dans le matériau à faible gap non dopé. Les électrons du matériau de grand gap s'accumulent dans ce puits potentiel et sont confinés à l'intérieur du puits. La barrière dopée n dans le dispositif fournit des électrons au canal non dopé ; une zone désertée est générée dans la couche donneuse, dû au transfert de charges. L'hétérojonction permet la séparation spatiale des porteurs de charge du canal de leurs donneurs ionisés, de ce fait les électrons libres ne sont plus soumis aux interactions avec les impuretés ionisées. De cette manière, le canal à hétéro structure est capable de délivrer

une concentration de porteurs élevée avec une mobilité élevée équivalente à celle du matériau intrinsèque. De plus la tension grille-source ( $V_{GS}$ ) a pour but de contrôler la densité d'électrons dans le canal. La variation de la tension  $V_{GS}$  influe sur la densité d'électron ( $n_s$ ). Plus la tension  $V_{GS}$  diminue, plus  $n_s$  diminue. Selon les paramètres physiques et géométriques du dispositif, il existe une certaine valeur  $V_{th}$  (threshold voltage) de  $V_{GS}$  qui annule  $n_s$ . La figure (2.10) représente le mécanisme interne d'un transistor HEMT.

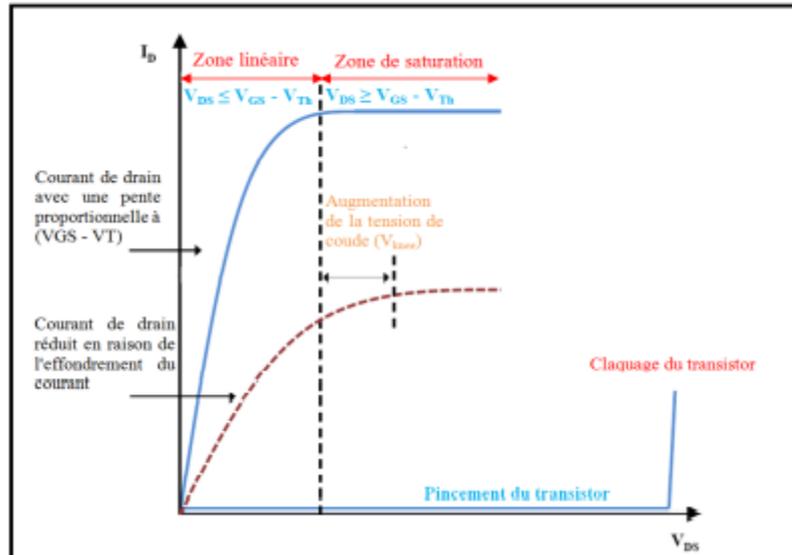


**Figure 2.10** : Mécanisme interne d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN [69].

La fonction principale d'un HEMT varie selon l'application soit de commuter des signaux électroniques, soit de les amplifier. La figure (2.11) montre la caractéristique de sortie qui représente le courant drain-source en fonction de la tension drain-source ( $I_{ds} = f(V_{ds})$ ). Cette caractéristique servira d'aide à la description du fonctionnement du dispositif. L'électrode de grille est l'entrée tandis que l'électrode de drain est la sortie et la source est la borne commune. Le signal d'entrée de la grille agit comme signal de commande du dispositif et permet de contrôler le dispositif. Dans un dispositif en mode épuisement, la mise hors tension nécessite l'application d'une tension négative pour pincer le canal d'électrons, ce qui donne un canal très résistif dans lequel aucun courant ne circulera. C'est ce que l'on appelle un "pinch-off". L'expression qui relie le nombre de porteurs dans le canal à la tension de polarisation appliquée est donnée par la relation ci-dessous [70]

$$N_s = \frac{\epsilon_{AlGaIn}}{q(d_{AlGaIn} + \Delta d)} (V_{gs} - V_{th}) \quad (2.7)$$

où,  $N_s$  est la densité de charges par unité de surface du 2DEG,  $d_{AlGaIn}$  est l'épaisseur de la couche barrière,  $\Delta d$  est la distance effective du 2DEG à l'hétérointerface,  $V_{GS}$  est la tension grille-source c'est la tension de polarisation de la grille et  $V_{Th}$  est appelée tension de seuil.



**Figure 2.11** : Caractéristique de sortie d'un HEMT [71]

Selon la caractéristique de sortie représentée dans la figure (2.12) : pour les faibles tensions de drain, c'est-à-dire  $V_D < V_{GS} - V_{th}$ , le dispositif fonctionne dans le régime linéaire où la vitesse des électrons dans le canal est proportionnelle au champ électrique appliqué, de sorte que le courant augmente avec ce champ.

L'expression (2.8) donne le courant drain-source  $I_{DS}$  circulant entre la source et le drain :

$$I_{DS} = q \cdot n_s \cdot V_{eff} \cdot W_G \quad (2.8)$$

Où  $V_{eff}$  représente la vitesse effective des électrons dans le canal, et  $W_G$  est la largeur de la grille.

Cette relation montre que le courant augmente linéairement pour les champs faibles lorsque  $V_{DS} < V_{GS} - V_{Th}$ . En augmentant le champ appliqué de sorte que la polarisation du drain soit  $V_{DS} > V_{GS} - V_{Th}$ , la vitesse des électrons commence à saturer et devient indépendante du champ appliqué. Cette vitesse dépend de leur mobilité et du champ électrique appliqué, elle est donnée par la relation (2.9) : [72,73]

$$V = \mu_n \cdot E \quad (2.9)$$

Où :

$\mu_n$  : est la mobilité électronique

$E$  : le champ électrique appliqué.

Selon cette relation, la vitesse de l'électron augmente linéairement avec le champ appliqué. Lorsque la polarisation du drain augmente jusqu'à  $V_D > V_{GS} - V_{Th}$ , la polarisation latérale sous la grille commence à pincer le canal. Ceci continue jusqu'à un point où le flux d'électrons dans le canal est resserré et limite la quantité d'électrons pouvant s'écouler jusqu'au contact de drain. Dans ce cas, le dispositif passe dans ce qu'on

appelle le régime de saturation et toute augmentation ultérieure de la polarisation du drain n'entraîne pas une augmentation du courant (comme le montre la figure (2.12)). Cette région de fonctionnement du dispositif est analogue à un JFET dans lequel la zone de déplétion pénètre dans le canal près du drain lorsque la polarisation du drain augmente [74]. Le courant de drain peut être exprimé par la relation suivante (2.10) :

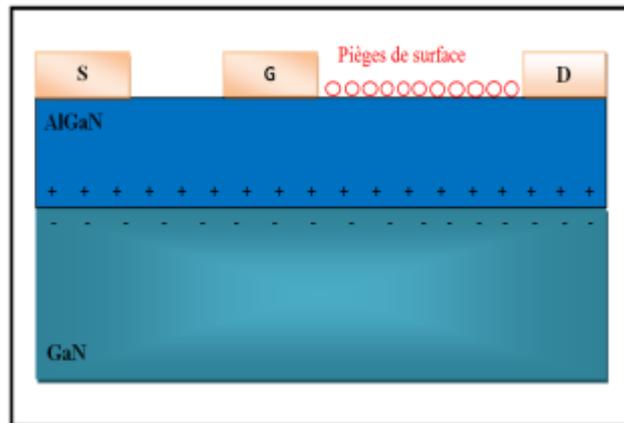
$$I_D = \frac{\epsilon_{\text{AlGaN}} \cdot V_{\text{sat}} \cdot W_g}{q(d_{\text{AlGaN}} + \Delta d)} (V_{GS} + V_T) \quad (2.10)$$

D'où est  $V_{\text{sat}}$  est la vitesse de saturation des électrons.

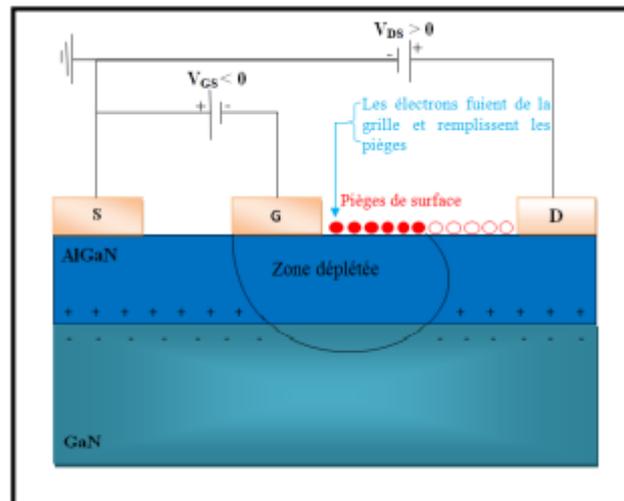
#### 2.4.3.4 Dégradation de la performance du HEMT :

##### 2.4.3.4.1 Effondrement du courant (Current collapse) :

Il a été démontré expérimentalement que dans des conditions RF ou pulsées, le courant de drain est temporairement réduit [75]. Cette diminution du courant de sortie est le résultat direct des pièges qui existent à la surface et aux niveaux profonds et qui réduisent le nombre d'électrons disponibles dans le canal [76]. Cet effet a également pour conséquence d'augmenter la tension de coude (figure 2.12) du dispositif puisque la résistance effective augmente dans le canal (alors que le courant diminue). Ce phénomène est souvent appelé dispersion, effondrement du courant et / ou affaissement / compression du courant. L'effondrement du courant résulte de l'application d'une tension de polarisation de grille négative importante, au cours de laquelle des électrons peuvent fuir de la grille et remplir les états de piège dans les zones de surface, formant ce qu'on appelle une «grille virtuelle». Cette "grille virtuelle" a pour effet de moduler la zone de déplétion, puis pincer partiellement le canal d'électrons (comme le ferait la grille elle-même en cas de polarisation négative), ce qui entraîne une réduction du courant de sortie global du dispositif. Le phénomène d'effondrement du courant est plus apparent dans les conditions RF ou à impulsions, où la grille commute de l'état ON à l'état OFF. Comme les impulsions ON-OFF continuent, les électrons ne répondent pas immédiatement ce qui provoque ce phénomène. Les électrons sont piégés dans la surface et leurs constantes de temps transitoires dépendent des niveaux d'énergie des pièges [77]. La figure 2.12 représente les pièges de surface d'un transistor HEMT polarisé et non polarisé.



(a)



(b)

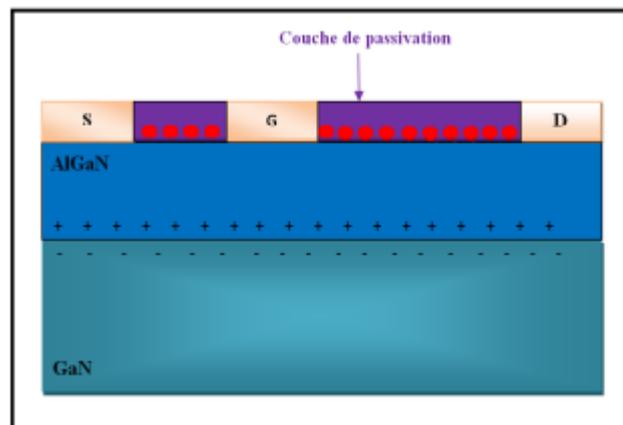
**Figure 2.12 :** (a) : Transistor HEMT sans polarisation, les pièges de surface sont représentés par des cercles blancs, (b) : HEMT polarisés avec une tension négative sur la grille [79].

Les électrons peuvent fuir de la grille, et des états de piège sont représentés par des cercles rouges (figure 2.13 (b)). Cela crée une région de charge négative appelée grille virtuelle qui va déplétée le canal [75].

Pendant le fonctionnement pulsé, la tension de grille passe brusquement d'une valeur négative à zéro volt et une partie des électrons piégés peut rester, entraînant la réduction du courant de drain de sortie (et donc de la puissance). Ceci est connu sous le nom d'effondrement de courant (Curent collapse).

Afin de minimiser l'impact des états de surface créant cette grille virtuelle, la passivation avec du nitrure de silicium ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) a été montrée en tant que technique préventive [75] (figure 2.14). Le fait que  $\text{Si}_3\text{N}_4$  empêche la grille virtuelle d'exister,

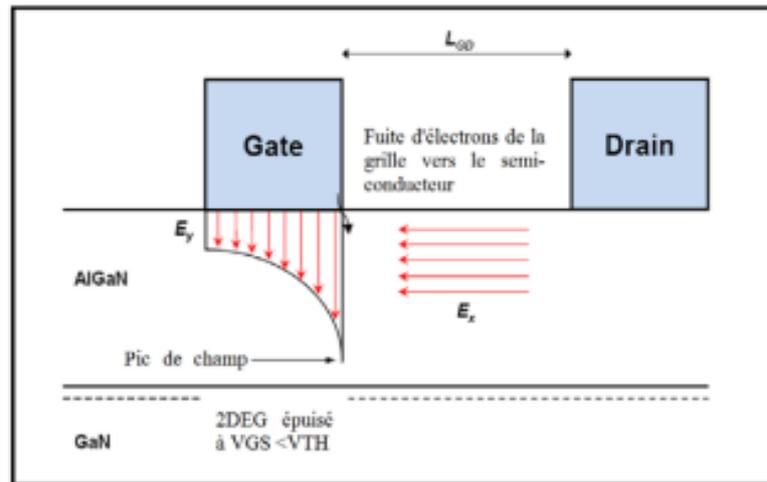
prouve que les états de surface sont bien responsables de sa formation. De ce point de vue, tout diélectrique peut très bien avoir le même effet, mais ce n'est pas le cas. Cependant,  $\text{Si}_3\text{N}_4$  fonctionne particulièrement bien en raison des atomes de Si agissant en tant que donneurs dans des sites de piégeage à la surface de l'AlGaN. Cela a pour double effet de minimiser l'effet des électrons qui s'échappent de la grille pour créer la grille virtuelle, et de contribuer également à améliorer le 2DEG, permettant ainsi des courants de sortie plus importants. La figure (2.13) représente un transistor HEMT avec une couche de passivation, comment la couche de passivation empêche la création d'une grille virtuelle et minimise ainsi l'impact de l'effondrement du courant.



**Figure 2.13 :** Transistor HEMT avec une couche de passivation [79]

#### 2.4.3.4.2 Mécanismes de tension de claquage :

La tension de claquage dans les HEMTs à base d'hétérojonction AlGaN/GaN provoquée par les mécanismes, est une question complexe et pour laquelle il n'existe pas de théorie uniforme dans la littérature. La théorie la plus commune dans la littérature qui explique la rupture est attribuée à l'ionisation par impact, bien qu'un emballement thermique a été également suggéré dans [78]. Comme montre la figure 2.14 L'ionisation par impact provient de la fuite d'électrons de la grille dans le semi-conducteur, qui tire alors suffisamment d'énergie d'un champ électrique élevé au bord du drain pour provoquer l'ionisation des atomes environnants



**Figure 2.14 :** Coupe transversale de la surface sous la grille d'un HEMT et représentation du pic de champ [79]

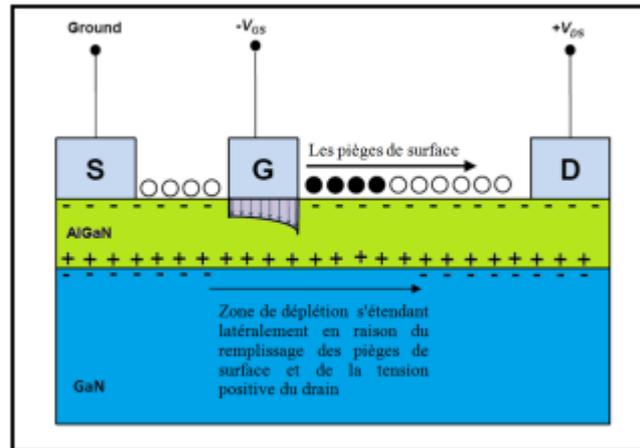
Les mécanismes du phénomène de claquage à l'état bloqué peuvent être résumés de la manière suivante :

- La fuite d'électrons de la grille vers le canal lors du pincement et d'une polarisation positive du drain.
- Lorsque la tension de polarisation du drain augmente, le champ électrique augmente et ainsi les électrons acquièrent suffisamment d'énergie pour provoquer une ionisation par impact qui provoque un effet d'avalanche et une augmentation brusque du courant de drain.
- Une augmentation de la température entraîne une tension de claquage plus élevée, car l'ionisation par choc nécessite plus d'énergie en raison d'une réduction du temps libre moyen des électrons.

#### 2.4.3.4.3 Zone de déplétion :

Une grille virtuelle est créée par les mécanismes de fuites d'électrons de la grille vers les pièges de surface, et peut ensuite entraîner une réduction du courant de sortie dans les conditions d'impulsion (appelée effondrement du courant). Si le dispositif est maintenu au pincement, les pièges de surface commenceront à se remplir plus vers le drain tant qu'une polarisation de drain positive est appliquée. Cela étendra la zone de déplétion latéralement vers le drain, comme illustré à la figure (2.15).

Les pièges de surface sont remplis en raison de la fuite d'électrons de la grille ce qui épuise le canal et augmente la zone de déplétion [79].



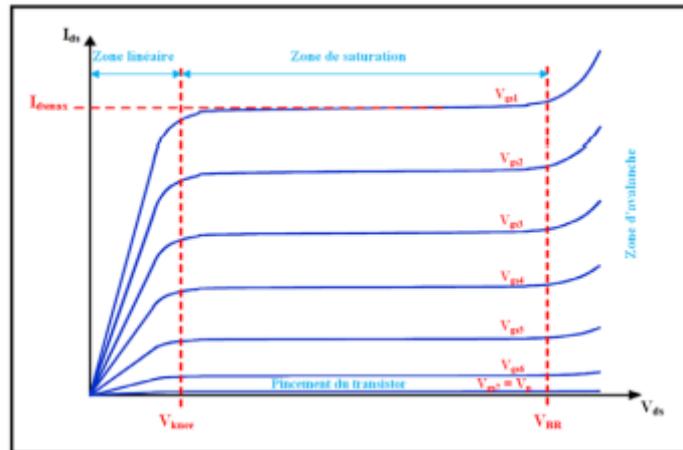
**Figure 2.15 :** HEMT sous tension de pincement et de polarisation élevée sur le drain [79].

### 2.4.3.5 Caractéristiques électriques :

#### 2.4.3.5.1 Caractéristiques statiques :

La caractéristique statique d'un HEMT est représentée par la figure 2.16, elle représente le courant drain-source en fonction de la tension drain-source avec une tension grille-source donnée. Sur la caractéristique de sortie trois zones possibles qui représentent le régime de fonctionnement du transistor :

- **Zone linéaire** : c'est le régime ohmique, le courant drain-source ( $I_{ds}$ ) croit linéairement en fonction de la tension drain-source ( $V_{ds}$ ). Cette zone est limitée par une tension de coude ( $V_{knee}$ ). L'accroissement linéaire du courant  $I_{ds}$  est dû à l'augmentation de la mobilité des électrons grâce à l'augmentation de la tension  $V_{ds}$ . La limite de cette zone par la tension de coude ( $V_{knee}$ ) est proportionnelle à la vitesse de saturation des électrons c'est-à-dire plus la vitesse de saturation est faible plus cette zone est petite, et l'inverse est vrai.
- **Zone de saturation** : dans cette zone le courant drain-source est quasi-constant mais varie selon la tension grille-source. Le régime de saturation est limité par la tension de coude ( $V_{knee}$ ) et la tension d'avalanche ( $V_{BR}$ ). Dans cette zone le courant  $I_{ds}$  atteint un niveau de saturation car les électrons du canal atteignent leur vitesse de saturation.
- **Zone d'avalanche** : dans cette zone le courant drain-source augmente de façon brusque et brutale jusqu'à la destruction du composant. Ce phénomène se produit lorsque le champ dans canal atteint la valeur critique de claquage.



**Figure 2.16** : Caractéristique de sortie  $I_{ds} = F(V_{ds})$  d'un HEMT.[55]

A partir de la caractéristique de sortie, on remarque que le courant  $I_{ds}$  varie selon la tension de commande appliquée sur l'électrode de grille. Le courant  $I_{ds}$  décroît quand la tension  $V_{gs}$  augmente en valeur absolue. Lorsque la tension de commande devient de plus en plus négative, la densité d'électrons dans le canal diminue entraînant une diminution du courant  $I_{ds}$  et il devient nul lorsque la tension de commande atteint la valeur de pincement ( $V_p$ ) propre du dispositif.

### 2.4.3.6 Fonctionnement en fréquence :

#### 2.4.3.6.1 Fréquence de transition :

La fréquence de coupure du gain en courant est la fréquence à laquelle le gain en courant du transistor en court-circuit chute à l'unité. La fréquence de coupure ( $F_t$ ) d'un HEMT est donnée par l'équation (2.11):

$$F_t = \frac{g_m}{2\pi \cdot (C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.11)$$

Où :

$g_m$  : transconductance du dispositif

$C_{gs}$  : capacité grille-source

$C_{gd}$  : Capacité grille-drain

Pour une tension  $V_{DS}$  donnée, nous voyons que  $g_m$  augmente avec  $V_{GS}$  pour atteindre un pic, puis elle diminue. La transconductance est maximum à une tension  $V_{GS}$  pour laquelle la mobilité des électrons est maximale.

### 2.4.3.6.2 Fréquence maximale d'oscillation :

La fréquence maximale d'oscillation ( $F_{max}$ ) est définie comme la fréquence à laquelle le gain en puissance unilatéral (GU) du transistor est égal à l'unité. La fréquence de coupure du gain en courant sert principalement à mesurer les performances du dispositif physique, mais une mesure plus pratique de la performance à haute fréquence est la fréquence de coupure du gain en puissance, car elle est déterminée non seulement par le système de matériau, mais également par les paramètres de conception de la technologie et des dispositifs [60]. La fréquence maximale d'un transistor HEMT est donnée par l'équation (2.12) ;

$$F_{max} = \frac{F_t}{\sqrt{4R_i G_{ds}}} \quad (2.12)$$

Où  $g_{ds}$  est la conductance de sortie, et  $R_i$  la résistance d'entrée du dispositif intrinsèque [80].

### 2.4.3.6.3 Bruit généralités :

#### 2.4.3.6.3.1 Origines du bruit :

Le bruit dans les composants électroniques est dû au mouvement désordonné des électrons (produit par divers mécanismes de collision des porteurs) et aux diverses interactions parasites dans les matériaux constituant le dispositif. Ceci se traduit par des fluctuations de courant et de tension autour du point de polarisation [81,82].

Le bruit thermique (ou bruit Johnson [83]) : Propre aux composants présentant des pertes par conduction, le bruit thermique est dû au mouvement erratique des électrons dont les directions de propagation sont sans cesse modifiées par suite des collisions avec les atomes du réseau cristallin. Le bruit thermique est un bruit blanc, il est constant avec la fréquence.

La valeur quadratique moyenne de la tension de bruit dans une bande B est donnée par relation de Nyquist [84] :

$$\bar{e}^2 = 4kTRB \quad (2.13)$$

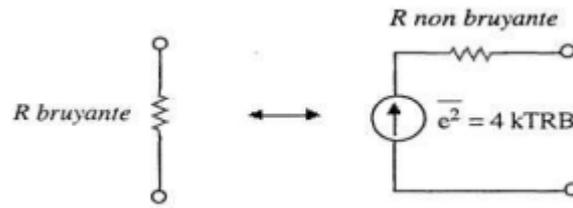
Avec :

K : constante de Boltzmann =  $1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K

T : température en kelvin R : valeur de la résistance

B : bande dans laquelle le bruit est mesuré

Une résistance bruyante est par exemple représentée par une source de bruit thermique en série avec une résistance non bruyante :



**Figure 2.17 :** Représentations d’une résistance bruyante [85].

Le bruit de grenaille (ou bruit Schottky) : Ce bruit résulte des fluctuations de courant dues aux variations du flux de charges à travers une transition (jonction p-n). Ce bruit est également un bruit blanc (à condition d’avoir  $f < \frac{1}{2}\pi\tau$  ou  $\tau$  le temps de transit à travers la zone de transition).

La valeur quadratique moyenne du courant de bruit dans une bande B est donnée par la relation de Schottky :

$$\bar{i}^2 = 2qI_0B \quad (2.14)$$

Avec :

q : charge élémentaire de l’électron =  $1,6 \cdot 10^{-19}$  C

$I_0$  : courant moyen appliqué

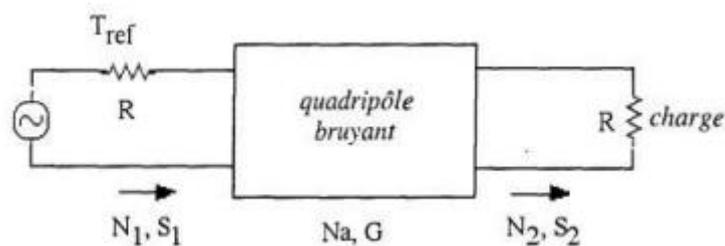
B : bande dans laquelle le bruit est mesuré

**2.4.3.6.3.1 Facteur de bruit :**

**2.4.3.6.3.1.1 Température de bruit :**

L’effet du bruit d’un composant dans un montage électronique se traduit essentiellement par la dégradation du rapport signal sur bruit (S/N). Chaque élément ajoute du bruit et diminue un peu plus la dynamique du système. La première définition du facteur de bruit donnée par Friis traduit bien cet effet:

$$Nf = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{entrée}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{sortie}} = \frac{\frac{s_1}{n_1}}{\frac{s_2}{n_2}} \quad \text{En linéaire} \quad (2.15)$$



**Figure 2.18 :** Bruit ajouté par un quadripôle

$N_1$  et  $N_2$  sont respectivement les puissances de bruit totales disponibles à l'entrée et à la sortie du quadripôle. En définissant  $N_a$  comme étant le bruit ajouté par le dispositif et  $G$  son gain en puissance disponible, on obtient :

$$N_2 = G \cdot N_1 + N_a \quad (2.16)$$

Et

$$S^2 = G \cdot S_1 \quad (2.17)$$

D'où

$$N_F = \frac{G \cdot N_1 + N_a}{G \cdot N_1} \quad (2.18)$$

SI  $N_e = N_a / G$  est le bruit ajouté ramené à l'entrée, on obtient :

$$N_F = 1 + \frac{N_e}{N_1} \quad (2.19)$$

Par analogie avec la puissance moyenne de bruit émise par un corps noir, on peut écrire :

$$N = KTB \quad (2.20)$$

D'où

$K$  : constante de Boltzmann

$T$  : température absolue corps noir

$B$  : bande de fréquence

On obtient alors :

$$N_F = 1 + \frac{4KTc}{4KT_{ref}} \quad (2.21)$$

$$N_F = 1 + \frac{T_e}{T_{ref}} \quad \text{en linéaire} \quad (2.22)$$

Avec  $T_{ref}$  : Température de référencés ambiante (290K)

On définit la température équivalente de bruit ramenée à l'entrée  $T_e$  comme étant la température à laquelle il faudrait porter un dipôle fictif à bruit purement thermique pour qu'il présente un bruit identique à celui du quadripôle étudié, à la température  $T$  et dans la bande de fréquence  $B$ . Le facteur de bruit et les températures de bruit équivalentes sont deux moyens de caractériser les propriétés de bruit d'un composant.

#### 2.4.3.6.3.2 Bruit d'un système :

Selon la formule de Friis [86] qui donne l'expression du facteur de bruit d'une chaîne des éléments en cascade :

$$N_{Ftotal} = N_{F1} + \frac{N_{F2} - 1}{G_{a1}} + \frac{N_{F3} - 1}{G_{a1}G_{a2}} + \dots \quad (2.23)$$

D'Ou :



### 2.4.3.8 Eléments intrinsèques :

Les éléments intrinsèques décrivant l'aspect actif inhérent du transistor, indépendants des éléments extérieurs. Chaque élément représente une propriété électrique du transistor ; d'où :

$g_m$  : la transconductance

$g_d$  : La conductance de sortie ( $g_d=1/R_{ds}$ )

$C_{gs}$  : représente la capacité grille-source

$C_{gd}$  : représente la capacité grille-drain  $C_{ds}$  : représente la capacité drain-source

$R_i$  : représente la résistance d'entrée.

### 2.4.3.9 Transconductance :

La transconductance est l'expression des performances d'un transistor (bipolaire ou à effet de champ (FET)). Elle est définie comme le rapport de la variation du courant de sortie du drain  $I_{ds}$  en fonction de la tension d'entrée de grille  $V_{gs}$  et arbitrairement petit sur la courbe de courant de drain par rapport à la tension de grille. Son symbole est  $G_m$ , son unité est siemens et son expression est la suivante :

$$G_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \quad \text{avec } V_{ds} = \text{Cste} \quad (2.25)$$

La transconductance dépend de la géométrie du dispositif ainsi que de la mobilité des porteurs et des tensions de seuil [87]. En règle générale, une largeur de dispositif accrue, une longueur de canal raccourcie et une couche barrière plus fine donneront une valeur de  $g_m$  plus élevée, la valeur opposée restant vraie pour une valeur de  $g_m$  plus faible.

### 2.4.3.10 La conductance (de sortie) :

La conductance de sortie en régime de petit signal est définie par le rapport de la variation du courant  $I_{ds}$  d'où le courant drain-source du transistor et dépend des tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ , et en fonction de la tension grille-source  $V_{ds}$  d'où la valeur est constante.

$$G_d = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \quad \text{avec } V_{gs} = \text{Cste} \quad (2.26)$$

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

### 2.4.3.11 Les capacités :

#### A. La capacité grille- source ( $C_{gs}$ ) :

La capacité grille-source ( $C_{gs}$ ) représente la variation de la charge accumulée sous la grille entre la grille et la source dans la zone déplétée. La valeur de cette capacité est déterminée par le rapport de la variation de la quantité de charge dans la ZCE de la jonction Schottky et la variation de la tension grille-source pour une tension grille-drain constante.

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}} \quad \text{avec } V_{gd} = \text{Cste} \quad (2.27)$$

#### B. La capacité grille-drain ( $C_{gd}$ ) :

La capacité grille-drain ( $C_{gd}$ ) représente la variation de la charge accumulée sous la grille entre la grille et le drain dans la zone déplétée. La valeur de cette capacité est déterminée par le rapport de la variation de la quantité de charge dans la ZCE de la jonction Schottky et la variation de la tension grille-drain pour une tension grille-source constante.

$$C_{gd} = \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gd}} \quad \text{avec } V_{gs} = \text{Cste} \quad (2.28)$$

#### C. La capacité drain-source :

La capacité grille-drain ( $C_{gd}$ ) représente le couplage capacitif entre les deux contacts drain et source où  $Q_d$  représente la charge accumulée sous l'électrode de drain.

$$C_{ds} = \frac{\partial Q_d}{\partial V_{ds}} \quad \text{avec } V_{gs} = \text{Cste} \quad (2.29)$$

### 2.4.3.12 Les résistances $R_i$ ou $R_{gs}$ et $R_{gd}$ :

La résistance  $R_i$  représente la résistance d'entrée du transistor ;  $R_{gd}$  représente la résistance drain-source et parfois négligée. La barrière est totalement déplétée sous la grille. Par contre, elle n'est pas dépletée dans les zones qui ne sont pas exactement sous la grille, notamment les régions d'accès au canal actif. Donc, les capacités  $C_{GS}$  et  $C_{gd}$  se retrouvent en série avec deux zones partiellement conductrices, respectivement  $R_i$  et  $R_{gd}$ .

### 2.4.3.12 Éléments extrinsèques :

Les éléments extrinsèques sont représentés sur la figure (2.19) qui sont en dehors d'élément intrinsèque. Ces éléments dépendent principalement des accès à la partie intrinsèque. Ils sont également liés aux paramètres géométriques du dispositif.

- ✓  $R_s$  et  $R_d$  représentent respectivement les résistances de source et de drain. Ces résistances modélisent l'effet résistif des contacts ohmiques des électrodes externes (source et drain).
- ✓  $R_g$  représente la résistance de grille, elle est due principalement aux pertes métalliques [88] et elle est distribuée sur toute la longueur de grille.
- ✓ Les capacités  $C_{pg}$  et  $C_{pd}$  sont les capacités parasites induites par les accès de grille et de drain par rapport au substrat [89].
- ✓  $L_g$  et  $L_d$  sont des inductances appelées aussi des selfs parasites. Ces selfs modélisent les fils de connexions aux électrodes du dispositif. Ces éléments représentent l'effet inductif des fils de contact [90].
- ✓  $L_g$  représente l'inductance d'accès de l'électrode de grille. Cette inductance modélise les effets inductifs du contact de grille.

### 2.4.3.13 Contact métalliques :

Il existe deux types de contacts métalliques utilisés pour appliquer des tensions de polarisation et obtenir des courants de sortie dans les transistors à haute mobilité électronique : contact Ohmique qui est un contact de source et de drain et contact Schottky. En effet, les contacts ohmiques traditionnels avec des transistors HEMTs à base d'hétérostructure AlGaIn/GaN sont recuits à des températures très élevées, ce qui leur donne une morphologie de surface très rugueuse. Cela peut dégrader les performances du dispositif et un contact de bonne qualité serait donc plus souhaitable. La stabilité mécanique et thermique est également très importante, en particulier dans les dispositifs à haute puissance.

#### 2.4.3.13.1 Contacts ohmiques :

Les contacts ohmiques sont conçus pour obtenir une très faible résistance afin de maximiser le flux de courant et de réduire la résistance conduisant aux basses tensions de coude  $V_{KNEE}$  (la tension à laquelle le courant du transistor sature). L'empilement métallique typique utilisé pour les HEMTs AlGaIn/GaN est constitué de titane, d'aluminium, de nickel et d'or. Les métaux sont évaporés à l'aide d'un évaporateur métallique à faisceau

d'électrons, puis sont rapidement recuits à 800 °C pendant 30 secondes dans une atmosphère de N<sub>2</sub> afin de former un contact de faible résistance.

#### 2.4.3.13.2 Contacts ohmiques :

Un contact de grille Schottky est utilisé pour une conception HEMT typique, c'est-à-dire avec l'électrode de grille au milieu du dispositif qui sépare les contacts de source et de drain. Pour créer un contact Schottky efficace, il faut choisir une structure métallique présentant les attributs suivants :

- ✓ Bonne adhésion à la surface du matériau,
- ✓ Fonction de travail suffisante pour que les courants de fuite soient réduits au minimum.
- ✓ Stable thermiquement et mécaniquement tout en fonctionnant sous des tensions de polarisation élevées.

#### 2.4.3.14 Champ de claquage :

Appelé également le champ critique, c'est un paramètre très important pour le fonctionnement des transistors à effet de champ à base d'hétérojonction. Une augmentation rapide du courant de drain se produit lorsque la tension du drain atteint une valeur critique, due au claquage. Le champ de claquage dépend du champ électrique critique du matériau et la valeur de ce champ est liée à la largeur du gap du matériau utilisé selon la relation suivante : [91]

$$E_c \approx E_g^{3/2} \quad (2.30)$$

Où:

$E_c$  : le champ critique

$E_g$  : énergie du gap du matériau

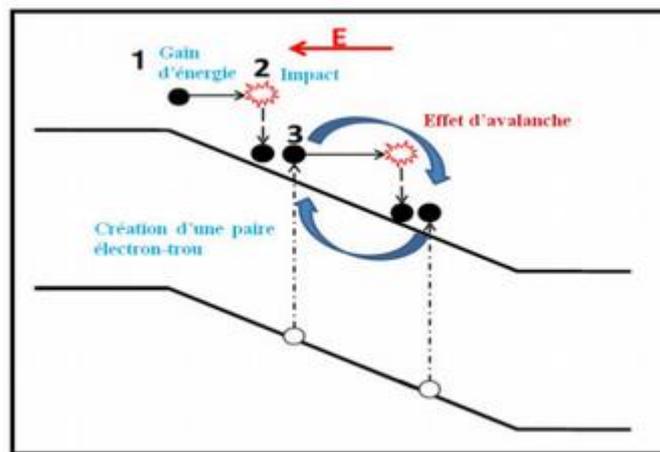
Les matériaux à grand gap se caractérisent par un champ de claquage important car le champ de claquage est proportionnel à l'énergie du gap du matériau. Lorsque la température augmente le champ de claquage diminue [92]. Les dispositifs électroniques élaborés à base de ces matériaux supportent des tensions de polarisation importantes, ce qui les rend des dispositifs prometteurs pour les applications de puissance.

#### 2.4.3.14.1 Claquage du canal :

Le claquage du canal, un phénomène destructeur des transistors à effet de champ. Ce phénomène est principalement dû à l'effet d'ionisation par impact. Dans les transistors à effet de champ, le champ électrique devient important dans le canal grâce à l'augmentation de la tension drain-source ce qui produit l'effet par ionisation par impact. la

collision des porteurs avec les atomes du réseau engendrée et accélère les électrons accentué par le fort champ généré dans le canal coté drain. Lors de la collision, les atomes percutés vont acquérir une énergie et lorsque cette énergie est suffisante il y aura une succession de génération de paires électron-trou. Ce phénomène représente l'ionisation par impact. Le semi-conducteur passe alors d'un électron sur la bande de conduction à deux électrons et un trou. Si les porteurs générés arrivent à leur tour à acquérir suffisamment d'énergie est créé à leur tour d'autres paires électrons/trou ; le phénomène d'avalanche se déclenche [93].

La figure 2.20 représente le phénomène d'ionisation par impact suivi par l'effet d'avalanche à l'aide d'un diagramme de bandes d'un semi-conducteur.



**Figure 2.20** : Phénomène d'ionisation par impact suivie par l'effet d'avalanche à l'aide d'un diagramme de bandes d'un semi-conducteur. [93]

## 2.5 Problèmes de fiabilité :

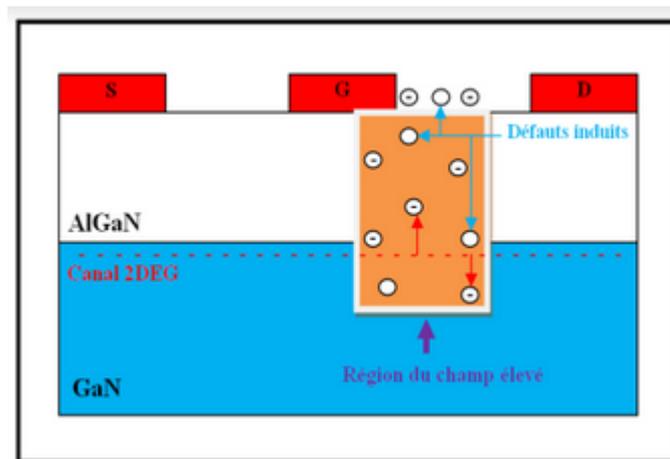
Les performances des dispositifs HEMTs à base des matériaux nitrurés ont été largement rapportées, mais les problèmes de fiabilité persistent, ce qui limite la commercialisation de ces dispositifs. Les mécanismes importants qui dégradent les performances et affectent la fiabilité de ces dispositifs sont le phénomène d'auto-échauffement et dégradation du bord de la grille.

### 2.5.1 Effets d'auto-échauffement et d'électrons chauds :

Les effets d'auto-échauffement (SHE) et d'électrons chauds sont les principaux problèmes qui affectent négativement les performances du dispositif et sa fiabilité [94, 95]. La densité de puissance élevée et le champ électrique de répartition élevé permettent le fonctionnement du dispositif, même en cas de présence simultanée d'un champ électrique

très élevé et d'une densité d'électrons élevée dans le canal. Les conditions de polarisation élevée appliquée induisent un champ électrique élevé dans la structure du dispositif, et en particulier le champ électrique de crête qui est situé au bord de la grille du côté drain. La figure (2.21) montre la coupe transversale schématique d'un dispositif HEMT AlGaN/GaN décrivant la région de champ électrique élevé. Le champ électrique élevé génère une chaleur importante ainsi qu'un courant important dans la région de canal du dispositif. Par conséquent, les électrons circulant dans le canal acquièrent une énergie élevée et deviennent des porteurs chauds [96]. Ces porteurs chauds se déplacent dans un libre parcours moyen inélastique de la région du canal avant de transférer cette grande énergie acquise, au réseau cristallin et par conséquent la température du canal augmente considérablement, accélérant à son tour la diffusion des phonons [94]. Cela va dégrader la mobilité des porteurs et donc le courant de drain. La pente négative observée dans les caractéristiques du courant de drain est due à l'effet d'auto-échauffement [94].

Les électrons chauds créent des défauts dans les différentes couches du dispositif qui capturent des électrons [97].



**Figure 2.21** : Coupe schématique d'un transistor HEMT décrivant la région de champ électrique élevé [97].

### 2.5.3 Dégradation du bord de la grille :

En raison des conditions de polarisation inverse appliquée, la jonction Schottky serait dégradée et ceci lorsque le HEMT fonctionne à l'état bloqué : ce mécanisme est appelé dégradation de bord de grille. La polarisation inverse élevée appliquée à la jonction Schottky induit un champ électrique élevé dans le dispositif, augmentant ainsi la contrainte de traction et l'énergie élastique stockée (effet piézoélectrique inverse) de la région d'accès grille-drain [98,99]. Une fois qu'une valeur critique d'effort de traction ou d'énergie

élastique est atteinte au niveau du bord de la grille côté drain, cette contrainte est relâchée par la formation de défauts cristallographiques dans la région barrière AlGa<sub>N</sub>. Cela favorise l'injection d'électrons du métal de la grille dans la barrière AlGa<sub>N</sub>, par le biais d'un mécanisme de tunneling assisté par piège, créant des chemins parasites pour le courant de fuite. Il en résulte une augmentation du courant de fuite de la grille dans le dispositif et contribue également à d'autres effets liés au piégeage. Les conséquences majeures de l'effet de dégradation sont l'augmentation du courant de fuite de la grille, l'augmentation de la résistance du drain parasite (source) et une diminution du courant de drain saturé (IDSS). La dégradation du bord de grille peut être étudiée à l'aide de plusieurs techniques de mesure telles que l'analyse par microscopie électronique en transmission (MET), la microscopie à électroluminescence et l'analyse physique destructive (DPA) [99].

### **2.5 Courant de fuite de la grille :**

Le courant de fuite de la grille est l'un des problèmes majeurs affectant les performances des HEMT à base des matériaux nitrurés tels que le GaN. Il fait référence à une fuite de courant à travers la grille par un processus de tunnelage d'électrons qui dégrade les performances RF [100,101]. Le canal d'électrons des HEMT à base de GaN est contrôlé par le contact Schottky de grille et une polarisation négative nécessaire est généralement appliquée pour bloquer le dispositif. Par conséquent, la fuite de la grille devient importante pour les performances et la fiabilité de ces dispositifs. Une recherche approfondie a été menée pour analyser les dépendances de la fuite de grille avec la température et la polarisation dans les transistors HEMT [102,103].

Il est important que le courant de fuite à l'état bloqué soit maintenu au minimum dans ces transistors, en particulier lorsqu'ils sont incorporés dans des circuits et des systèmes où une faible consommation d'énergie (négligeable) est souhaitable. La fuite de la grille est généralement mesurée entre la grille et le drain ; il a été proposé qu'il existe deux chemins de fuite possibles dans les HEMT à base d'une hétérojonction AlGa<sub>N</sub>/GaN : vertical à travers la zone de la grille principale, et latérale à partir du bord de la grille [104].

### **2.6 Application des transistors HEMT en communication satellite :**

Les amplificateurs à gain élevé et à faible bruit sont les principales caractéristiques de fabrication des composants radar. Les HEMT GaN sont l'un des premiers choix pour de tels composants. Les réseaux de capteurs électroniques actifs sont construits à partir de HEMT à base de GaN, qui sont utilisés pour les radars aéroportés, les radars de défense

aérienne au sol et les radars navals [105]. Les applications des missiles en bande Ka à 35 GHz sont également discutées dans la littérature [106]. Les HEMT discrets sont presque toujours utilisés comme préamplificateur dans un récepteur DBS typique, suivis d'un ou plusieurs circuits intégrés micro-ondes monolithiques GaAs MESFET (MMIC) en raison de leurs excellentes caractéristiques de faible bruit. L'utilisation du préamplificateur HEMT à faible bruit a entraîné des améliorations substantielles des performances du système à peu de frais supplémentaires. Un convertisseur abaisseur à faible bruit composé d'un HEMT de 0,25  $\mu\text{m}$  et de trois puces MMIC GaAs a montré un facteur de bruit système inférieur à 1,3 dB avec un gain d'environ 62 dB de 11,7 GHz à 12,2 GHz, ce qui est phénoménal pour un système commercial. [107]. Les équipements à micro-ondes utilisés pour les applications spatiales sont très coûteux car ils ont besoin d'une protection supplémentaire contre les environnements difficiles dans l'espace pour survivre. De plus, les engins spatiaux doivent être lancés, ce qui implique que l'équipement doit également supporter sans dommage des niveaux élevés de vibrations et de chocs.

Toshiba America Electronic Components Inc. a introduit plusieurs nouveaux appareils qui sont idéaux pour les applications radio par satellite et autres micro-ondes.

Dont l'élément le plus important s'agit d'un amplificateur de puissance à semi-conducteur à transistor à haute mobilité électronique (HEMT) au nitrure de gallium (GaN) de 50 W Désigné TGI7785-50L, il fonctionne dans la gamme de 7,7 à 8,5 GHz. Les spécifications de performances RF incluent une puissance de sortie de 47,0 dBm (typique) avec une puissance d'entrée de 40 dBm, un gain linéaire typique de 11,0 dB et un courant de drain de 5,0 A à 24 V. Le TGI7785-50L augmente également la puissance de sortie et aide à réduire la taille et poids dans les amplificateurs de puissance à semi-conducteurs (SSPA) pour les applications de communications par satellite. Des échantillons du TGI7785-50L sont disponibles dès maintenant, avec une production en série prévue pour le troisième trimestre.

Ensuite, l'amplificateur de puissance en nitrure de gallium (GaN) TGI1414-50L en bande Ku fonctionne dans la gamme de 14,0 à 14,5 GHz pour les applications de communication par satellite. La technologie GaN offre des performances de dispositif supérieures telles qu'un gain et une efficacité élevés sur les marchés des communications par satellite et des radars. Toshiba prévoit de développer des dispositifs GaN supplémentaires dans les bandes C, Ku et autres avec une puissance de sortie encore plus élevée. La société élargit également sa gamme de transistors à effet de champ à l'arséniure de gallium en bande Ku (FET GaAs) avec deux dispositifs avec une puissance de sortie

supérieure de 18 et 30 W. Utilisation de la bande Ku et de la cible GHz dans les radios micro-ondes pour les liaisons micro-ondes et les communications par satellite. Les autres FET Toshiba GaAs actuels dans cette gamme de fréquences présentent des puissances de sortie de 2, 4, 8, 10 et 15 W

### **2.7 Conclusion :**

Dans le début de ce chapitre nous avons bien présenté en détail l'hétérojonction et on a conclu que cette dernière est la base des dispositifs électroniques conçus pour les applications en communication et haute fréquence. Ensuite nous avons présenté les différents types des transistors JFET, MESFET, MOSFET et HEMTS. Nous avons étudié en détail le transistor HEMT où on a donné leurs structures, leurs principes de fonctionnement et leurs caractéristiques et leurs applications.

Le chapitre suivant sera consacré aux résultats de la simulation de notre propre structure HEMT basé sur les matériaux nitruré.

# **CHAPITRE III**

---

## **Résultats et discussion**

### 3.1 Introduction :

L'objectif de la simulation des dispositifs électroniques est de prévoir leurs caractéristiques et performances avant d'entamer l'étape d'élaboration car elle est très coûteuse. Au début de ce chapitre nous présentons l'outil de simulation utilisé durant ce travail de thèse ; nous présentons par la suite les résultats obtenus et leurs interprétations.

Ce travail est divisé en trois grandes parties : La première partie est dédiée à la simulation d'un transistor à électron à haute mobilité HEMT à base des matériaux III-V (AlN, GaN, AlGaIn, 4H-SiC). La deuxième partie est consacrée à simuler les différentes caractéristiques DC et AC du notre dispositif HEMT à base des matériaux III-V (AlN, GaN, AlGaIn, 4H-SiC).

#### 3.1.1 Présentation du logiciel SILVACO :

SILVACO est une société Américaine, « Silvaco International » ayant son siège à Santa Clara en Californie ; cette société fournit des logiciels de simulation par éléments finis et de conception assistée par ordinateur. Les outils de conception assistée par ordinateur (TCAD :Technology Computer Aided Design) sont des outils de simulation permettant de modéliser le traitement et le comportement des dispositifs électroniques. Ces outils sont utilisés par l'industrie microélectronique dans le domaine de la recherche, du développement et de la conception de dispositifs à base des semi-conducteurs. La société a été fondée en 1984 par le Dr. Ivan Petic. Le produit initial, Utmost (Universal Transistor Modeling Software), est devenu rapidement le standard de l'industrie pour l'extraction de paramètres, la caractérisation et la modélisation des dispositifs. Il a été suivi en 1985 par Smart Spice qui a amené Silvaco sur le marché de la simulation de circuits SPICE. Smart Spice a ensuite été complété par une famille de produits de simulation de circuits pour l'analogie, le signal mixte et la RF. En 1987, Silvaco entre sur le marché du TCAD et devient en 1992 le fournisseur dominant de TCAD avec le simulateur de processus Athena et le simulateur de dispositifs Atlas. Celles-ci évolueront plus tard dans une famille complète de produits de simulation de processus, de dispositifs et de contraintes 2D et 3D.

Le simulateur peut prévoir la structure résultant de plusieurs étapes (simulation de processus d'élaboration) ou prédire le comportement électrique d'un dispositif à base des semi-conducteurs dans des conditions de polarisation spécifiées. Les entrées du simulateur de dispositif sont les propriétés du matériau à partir desquelles le dispositif est élaboré,

ainsi que les dimensions et les profils de dopage de toutes les régions du dispositif. De plus, des modèles physiques décrivant le comportement des porteurs sont introduits.

Ensuite, une structure est discrétisée en créant un maillage et en associant toutes les propriétés physiques des régions à des nœuds (points de maillage). Le simulateur résout ensuite un ensemble d'équations physiques ainsi que les modèles définis pour prédire le comportement électrique du dispositif.

### 3.1.1.1 Equations de base des semi-conducteurs :

Des années de recherche en physique des dispositifs ont abouti à un modèle mathématique qui fonctionne sur tout dispositif à semi-conducteurs [108]. Ce modèle consiste en un ensemble d'équations fondamentales qui relient le potentiel électrostatique et les densités de porteurs dans un domaine de simulation. Ces équations, qui sont résolues dans tout simulateur d'appareil à usage général, ont été dérivées des lois de Maxwell et consiste en l'équation de Poisson, les équations de continuité et les équations de transport.

- Équation de Poisson : elle relie les variations du potentiel électrostatique aux densités de charge locales.
- Équation de continuité et de transport : elles décrivent la manière dont les densités d'électrons et de trous évoluent en fonction des processus de transport, des processus de génération et des processus de recombinaison.

### 3.1.1.2 Équation de Poisson :

Elle relie les variations du potentiel électrostatique aux densités de charge d'espace :

$$\text{Div}(\varepsilon \nabla \psi) = -\rho \quad (3.31)$$

$\psi$  : le potentiel électrostatique

$\varepsilon$  : la permittivité

$\rho$  : la densité de charge d'espace local

La densité de charge d'espace locale est la somme des contributions de toutes les charges fixes et mobiles, y compris les électrons, les trous et les impuretés ionisées. Le champ électrique est obtenu à partir du gradient du potentiel.

$$\vec{E} = -\nabla \psi \quad (3.32)$$

### 3.1.1.3 Équation de continuité des porteurs :

Les équations de continuité pour les électrons et les trous sont définies par les équations suivantes :

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{q} \operatorname{div} J_n + G_n - R_n \quad (3.33)$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{1}{q} \operatorname{div} J_p + G_p - R_p \quad (3.34)$$

Où:

$n$  et  $p$  : sont la concentration en électrons et en trous

$J_n$  et  $J_p$  : sont les densités de courant d'électrons et de trous

$G_n$  et  $G_p$  : sont les taux de génération d'électrons et de trous

$R_n$  et  $R_p$  : sont les taux de recombinaison pour les électrons et les trous

$q$  : est la magnitude de la charge d'un électron.

### 3.1.1.4 Équation de transport :

L'équation de Poisson et les équations de continuité fournissent le comportement général pour la simulation de dispositifs. Des équations secondaires sont nécessaires pour spécifier des modèles physiques pour  $J_n$ ,  $J_p$ ,  $G_n$ ,  $R_n$ ,  $G_p$ ,  $R_p$ .

Les équations de densité de courant, ou modèles de transport de charge, sont généralement obtenues en appliquant des approximations et des simplifications à l'équation de transport de Boltzmann. Ces hypothèses peuvent donner lieu à différents modèles de transport, tels que le modèle de dérive-diffusion, le modèle de transport de bilan énergétique et le modèle hydro dynamique.

- Modèle dérive diffusion : Le modèle de transport de charge le plus simple, il est approprié pour presque tous les dispositifs techniquement réalisables. Ce modèle prend la température des électrons égale à celle du réseau cristallin.
- Le modèle thermodynamique (TD) est une extension du modèle DD pour inclure les effets d'auto-échauffement dans le dispositif en résolvant l'équation de flux de chaleur sur réseau ainsi que des équations de continuité de courant et en estimant ainsi l'impact du gradient de température sur les densités de courant.

En supposant une seule température pour les électrons, les trous et le réseau de dispositif [108]. Ainsi le modèle de transport du bilan énergétique (Energy Balance) ajoute des équations de continuité pour les températures des porteurs et traite les mobilités et les coefficients d'ionisation d'impact en fonction des températures des porteurs plutôt que en fonctions du champ électrique local.

- Modèle hydrodynamique : ce modèle utilise la notion de température car il prend le cas où les électrons ont une énergie. Dans ce cas il prend la température des électrons supérieure à celle du réseau cristallin.

### 3.1.1.5 Présentation de l'outil ATLAS :

ATLAS est un simulateur de dispositif 2D et 3D. Il prédit le comportement électrique des structures à base des semi-conducteurs et donne un aperçu sur les mécanismes physiques internes associés au fonctionnement du dispositif.

La structure des dispositifs peut être définie de trois manières différentes pour une utilisation dans ATLAS :

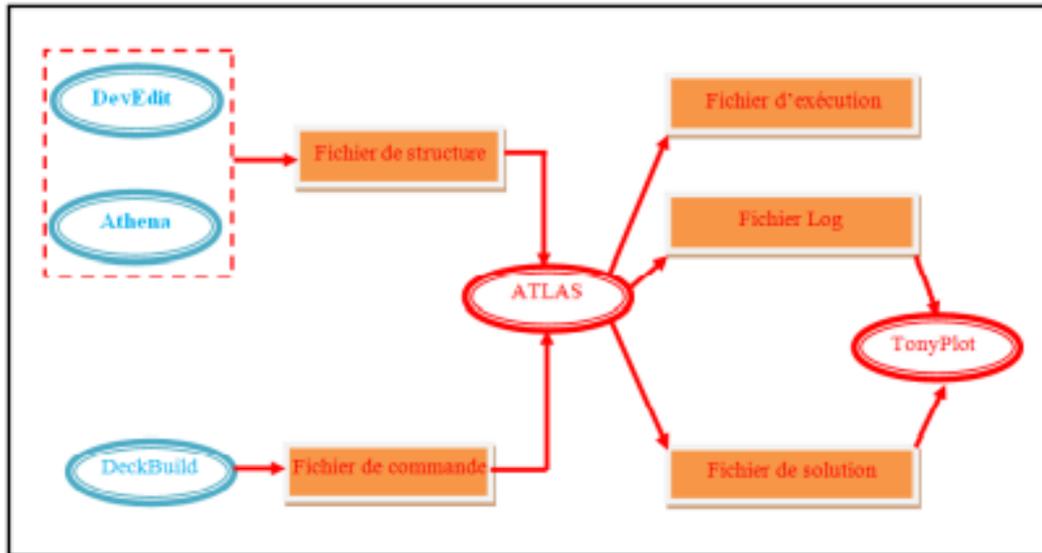
- Lire une structure existante à partir d'un fichier.
- La structure est créée par une exécution antérieure d'ATLAS.
- La structure est créée par un autre programme tel que Athena ou DevEdit.

Atlas utilise deux types de fichiers d'entrée :

- ✓ Un fichier texte contenant des commandes Atlas.
- ✓ Un fichier de structure qui définit la structure à simuler.

Atlas produit trois types de fichiers de sortie :

- ✓ La sortie d'exécution qui donne des messages d'erreur et d'avertissement au cours de la simulation.
- ✓ Le fichier journal qui stocke les tensions et les courants de l'analyse dispositif.
- ✓ Le fichier de structure qui stocke les données 2D et 3D relatives aux valeurs des variables de la solution.



**Figure 3.1** : Représente les différents fichiers d'entrée et de sortie de l'outil ATLAS.[108]

DevEdit : c'est un éditeur de structure 2D, 3D et de maillage. Il sert aussi comme un outil interactif de maillage et de raffinement.

- ATHENA : permet de simuler les procédés technologiques et les différentes étapes nécessaires à effectuer lors de l'élaboration du dispositif.
- DeckBuild : il fournit un environnement d'exécution interactif. Il joue rôle d'une interface avec les différents outils de simulation.
- ATLAS : c'est un simulateur 2D et 3D des dispositifs à semi-conducteurs. Il prédit le comportement électrique des structures spécifiées et donne un aperçu des mécanismes physiques internes associés au fonctionnement du dispositif.
- TonyPlot : c'est un outil qui permet la visualisation des résultats de la simulation.
- Fichier d'exécution : ce fichier concerne les progressions, les erreurs et les avertissements lors de la simulation. Pour activer ce fichier il faut introduire la commande PRINT dans « MODELS ».
- Fichier Log : stocke les caractéristiques calculées par ATLAS. Ce sont le courant et la tension pour chaque électrode dans les simulations DC. Dans les simulations transitoires,

l'heure est stockée. Dans les simulations AC, la fréquence du signal, les conductances et les capacités sont enregistrées.

- Fichier de solution (ou fichier de structure) : il fournit des données relatives aux valeurs des variables de solution à une condition de polarisation donnée (solution à courant continu ou point de solution transitoire).

### 3.1.1.6 Ordre des commandes ATLAS :

L'ordre dans lequel les instructions apparaissent dans un fichier d'entrée ATLAS est important. La logique de programmation d'ATLAS contient cinq groupes de commandes. Ces groupes doivent être organisés dans le bon ordre. Si l'ordre des groupes n'est pas respecté, un message d'erreur apparaît généralement, ce qui peut entraîner un fonctionnement incorrect ou l'arrêt du programme. Par exemple, si les paramètres ou les modèles du matériau utilisé ne sont pas définis dans le bon ordre, ils ne peuvent pas être utilisés dans les calculs. L'ordre des instructions dans la définition du maillage, la définition structurelle et les groupes de solutions est également important pour la fiabilité des résultats. La figure 3.2 représente l'ordre des commandes de la logique de programmation d'ATLAS [108].



**Figure 3.2 :** Ordre des groupes de commandes d'ATLAS avec leurs instructions [108].

Les instructions fondamentales de chaque groupe sont les suivants [108] :

- MESH : cette instruction produit un maillage dans la structure simulée.
- REGION : pour définir l'endroit des matériaux et leurs limites géométriques.
- ELECTRODE : cette instruction définit l'endroit et les noms des électrodes.
- DOPING : indique le profil de dopage dans chaque région ou matériau.
- MATERIAL : cette instruction permet la spécification des propriétés de matériaux des régions définies.
- MODEL : Pour indiquer les mécanismes physiques à étudier lors de la simulation.
- CONTACT : cette instruction permet l'indication des attributs physiques des électrodes.
- INTERFACE : cette instruction est utilisée lorsque la structure contient un matériau isolant. Elle permet l'indication des paramètres d'interface semi-conducteur/isolant.
- METHOD : pour spécifier la méthode numérique à utiliser pour résoudre les équations et les paramètres liés à ses algorithmes lors de la simulation.
- LOG : pour sauvegarder les résultats finaux dans un fichier. (log : signifie le type du fichier et LOG : la commande dans le programme).
- SOLVE : cette instruction permet l'exécution d'une solution pour des points de polarisation donnés.
- LOAD : cette instruction charge uniquement la solution enregistrée dans ATLAS ou charge les solutions précédentes des fichiers en tant que suppositions initiales vers d'autres points de polarisation. Le maillage, les électrodes, le dopage, les régions, les paramètres de contact, les paramètres de matériau, les modèles et les méthodes numériques doivent tous être spécifiés avant toute instruction LOAD.
- SAVE : pour enregistrer les résultats de la simulation dans des fichiers de sortie.
- EXTRACT : les extractions peuvent être effectuées une fois que la simulation est terminée.

Pour extraire les résultats d'une simulation MIXEDMODE, l'instruction EXTRACT doit être spécifiée après la réinitialisation d'ATLAS (GO ATLAS). Donc l'instruction EXTRACT est utilisée pour extraire les paramètres des fichiers de log et de solution.

- TONYPLOT : cette instruction lance le programme TonyPlot de post-processeur graphique des données.

### 3.1.1.7 Modèles physiques :

Les modèles physiques sont spécifiés à l'aide des instructions MODELS et IMPACT. Ces modèles peuvent être regroupés en cinq classes [108] :

- Mobilité
- Recombinaison
- Statistiques des porteurs
- Ionisation par impact
- Effet tunnel.

Tous les modèles sont spécifiés dans l'instruction MODELS sauf l'ionisation par impact qui est spécifiée dans la déclaration IMPACT.

Les modèles les plus utilisés et les plus importants sont les suivants :

### 3.1.1.8 Modèle de mobilité :

Les électrons et les trous sont accélérés par les champs électriques, mais perdent de leur élan en raison des processus de diffusion, qui inclut :

- Vibrations de réseau (phonons)
- Ions d'impuretés
- Imperfections des matériaux telles que la rugosité de surface.

Les modèles physiques qui définissent la mobilité sont les suivants [108] :

- CONMOB (Concentration Dependent) : ce modèle prend en compte du fait que la mobilité dépend de la concentration.
- CCSMOB (Carrier-Carrier Scattering) : ce modèle est important lorsque la concentration de porteurs est élevée.

- FLDMOB (Parallel Electric Field Dependence) : la mobilité dépend du champ électrique parallèle, ce modèle est nécessaire pour modéliser tout type d'effet de saturation de vitesse.
- ANALYTIC (Concentration and Température Dependent) : dans ce modèle la mobilité dépend de la concentration et de la température. Il est conçu pour des températures qui varient de 77 à 450 K.
- CVT (Lombardi (CVT) Model) : c'est un modèle complet. Il prend en compte les effets de la concentration du dopant, la température et les champs parallèle et perpendiculaire, ainsi il est conçu pour les dispositifs non planaires.
- KLA (Klaassen Model) : ce modèle prend en compte la dépendance entre la mobilité et la concentration des électrons, concentration du dopant et aussi la température. Il prend la mobilité des porteurs majoritaires séparée de celle des minoritaires : il est recommandé pour les dispositifs bipolaires.

### 3.1.1.9 Modèle de génération-recombinaison des porteurs :

Le modèle de génération-recombinaison des porteurs est le processus par lequel le matériau semi-conducteur tente de revenir à l'équilibre après en avoir été écarté. Les processus responsables de la génération-recombinaison sont les suivants [108] :

- ❖ Transitions de phonons
- ❖ Transitions de photons
- ❖ Transitions d'Auger
- ❖ Recombinaison de surface
- ❖ Ionisation par impact.

Les modèles physiques qui définissent la génération-recombinaison des porteurs sont les suivants :

- SRH (Shockley-Read-Hall) : ce modèle utilise des durées de vie fixes des porteurs minoritaires. Il devrait être utilisé dans la plupart des simulations.
- CONSRH (Concentration Dependent) : ce modèle spécifie la recombinaison Shockley-Read-Hall ; ainsi, il prend en compte la dépendance de la durée de vie et la concentration. Il est recommandé pour le Si.

- AUGER : ce modèle spécifie la recombinaison Auger et il est important pour les densités de courant élevées.

#### **3.1.1.10 Modèles statistiques des porteurs :**

- Boltzmann : Modèle par défaut
- FERMI (Fermi-Dirac) : ce modèle réduit les concentrations de porteurs dans les régions fortement dopées (approche statistique).
- BGN (Band gap Narrowing) : c'est un modèle recommandé pour les régions fortement dopées. Il utilise le modèle Klaassen.

#### **3.1.1.11 Modèle d'ionisation par impact :**

L'ionisation par impact est un terme de génération pure. Pour chaque électron créé dans la bande de conduction, un trou correspondant est également créé dans la bande de valence. Une région de charge d'espace avec une polarisation inverse suffisamment élevée induit un champ électrique qui accélère les porteurs libres. Si le champ électrique est suffisamment élevé et que la distance entre les collisions des porteurs est suffisante pour permettre une accélération à grande vitesse, les porteurs libres acquièrent suffisamment d'énergie avant d'entrer en collision avec les atomes du cristal ; cela signifie que plus de porteurs libres sont générés. Si le taux de génération de porteurs libres est élevé, un phénomène d'avalanche se produit.

Les modèles physiques qui définissent l'ionisation par impact sont les suivants :

- IMPACT SELB (Selberherr's Model) : c'est un modèle recommandé pour la plupart des cas. Il inclut les paramètres qui dépendent de la température.
- IMPACT CROWELL (Crowell-Sze) : il utilise la dépendance à la longueur de diffusion du porteur.

#### **3.1.1.12 Modèles de tunneling et modèles d'injection de porteurs :**

- FNORD (Fowler-Nordheim (electrons)) : c'est un modèle qui permet le calcul du tunneling à travers des isolateurs. Il est utilisé dans les EEPROMs
- FNHOLES (Fowler-Nordheim (holes)) : ce modèle est identique à FNORD mais il prend les trous en compte.

- BBT.STD (Band-to-Band (standard)) : c'est un modèle conçu pour les transitions directes. Il est recommandé pour des champs très élevés.
- BBT.KL (Klaassen Band-to-Band) : il inclut les transitions directes et indirectes.

### 3.1.1.13 Méthodes numériques :

Plusieurs méthodes numériques différentes peuvent être utilisées pour calculer les solutions aux problèmes des dispositifs à semi-conducteurs. Les méthodes numériques sont données dans les instructions METHOD du fichier d'entrée. Il existe trois types de techniques de solution : Gummel, Newton et Block.

Si plus d'une méthode est spécifiée dans la même instruction METHOD, chaque méthode de solution sera appliquée successivement jusqu'à ce que la convergence soit obtenue. L'ordre dans lequel les méthodes de résolution seront appliquées est Gummel, puis Block, puis Newton. Si aucune méthode de solution n'est spécifiée, la méthode Newton est appliquée par défaut.

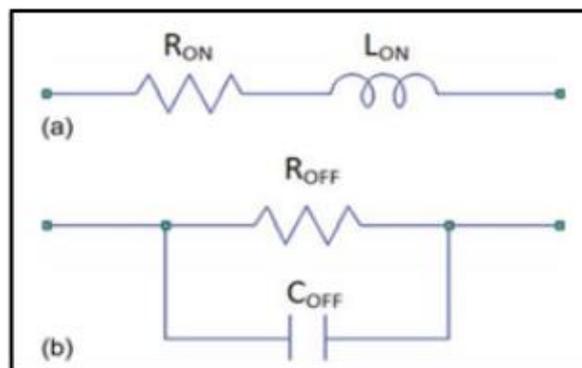
- Gummel (découplé) : La méthode de Gummel résout successivement chaque inconnue, en maintenant les autres variables constantes et en répétant le processus jusqu'à obtention d'une solution stable. Cette méthode tolère des suppositions initiales relativement faibles. Généralement, cela est utile lorsque le système d'équations est faiblement couplé mais ne présente qu'une convergence linéaire.
- Block : La méthode Block résout certaines équations totalement couplées tandis que d'autres sont découplées. Il est utile lorsque des équations de température de réseau ou de bilan énergétique (energy balance) sont incluses.
- Newton (entièrement couplé) : la méthode de Newton résout l'ensemble de système total des inconnues. C'est utile lorsque le système d'équations est fortement couplé et présente une convergence quadratique. Il peut passer plus de temps à résoudre des quantités essentiellement constantes ou faiblement couplées. Cependant ; dans presque tous les cas, cette méthode est recommandée et est la méthode par défaut. Dans les cas suivants, la méthode de Newton doit être définie pour les simulations de dérive diffusion isotherme : Conditions aux limites du courant, Analyse AC et Ionisation par impact.

Nous présenterons les résultats de ce travail de thèse en trois grandes parties, soit pour trois structures.

### 3.2 Généralité sur l'utilisation des HEMT dans la commutation :

Les commutateurs à radiofréquence (RF) et hyperfréquences sont les composants clés de nombreuses applications allant des communications par satellite sophistiquées aux systèmes de radar multi-phrasés. Les modules d'émission-réception (T/R) des radars à réseau phrasé nécessitent des commutateurs SPDT haute puissance dans un déphaseur numérique multi-bits et des atténuateurs à gradins pour la direction du faisceau ainsi que la synthèse du modèle d'antenne [109]. Les HEMT sont largement utilisés pour les applications hautes fréquences en tant que dispositif de commutation à semi-conducteurs pour sa capacité de gestion de puissance RF élevée et la perte d'insertion plus faible. Le gaz d'électrons bidimensionnel extrêmement élevé (2-DEG) des HEMT à base de GaN résulte en une très faible résistance à l'état « ON », et en raison de sa forte dégradation champs, il est capable de fonctionner à des températures de fonctionnement plus élevées, ce qui le rend convenable à la réalisation des commutateurs à haute puissance [110], [111]. Plusieurs commutateurs basés sur GaN ont été signalés ces dernières années [112], [113].

La capacité de gestion de puissance de ces commutateurs va jusqu'à 10 W couvrant les opérations en bande S, X et Ka. L'utilisation du HEMT comme un commutateur provient du fait que le chemin RF entre la source et le drain est considéré comme une résistance commandée en tension. La polarisation DC appliquée à la grille afin de contrôler les deux états de commutation « ON et OFF ». En plus de cette résistance contrôlée, il existe également une capacité associée à la structure HEMT. En d'autres termes, le circuit équivalent d'un commutateur basé sur HEMT pourrait être une simple résistance variable et un condensateur sur le trajet du signal RF, comme le montre la figure (3.3). Cependant, en pratique, un modèle plus complexe est utilisé pour modéliser le commutateur basé sur le HEMT.



**Figure 3.3** Modèle simple pour un HEMT dans la configuration du commutateur (a) état ON et (b) état OFF.

### 3.2.1 Les propriétés des commutateurs RF :

Plusieurs paramètres électriques sont associés à la performance des conceptions de commutateurs RF et micro-ondes, mais quatre sont considérés comme étant d'une importance fondamentale pour le concepteur des circuits RF en raison de leur forte interdépendance : isolation, perte d'insertion et distorsion d'intermodulation.

### 3.2.2 Isolation :

L'isolation est définie comme le rapport entre le niveau de puissance lorsque le chemin du commutateur est sur OFF et le niveau de puissance lorsque le commutateur est sur ON. En d'autres termes, il s'agit de la suppression d'un signal dépassant la perte d'insertion au port OFF. Une bonne isolation empêche les signaux parasites de fuir dans le chemin de signal souhaité. Une isolation élevée est particulièrement critique dans les systèmes de mesure où les signaux sont constamment acheminés vers et depuis une variété de sources et de récepteurs via divers ports de test de commutateur. Si ces signaux parasites sont autorisés à passer, l'intégrité de la mesure est gravement compromise.

$$\text{Isolation} = 10 \log (P_{in}/P_{out}) \text{ [dB]}$$

Où  $P_{in}$  est la puissance d'entrée et  $P_{out}$  est la puissance de sorties.

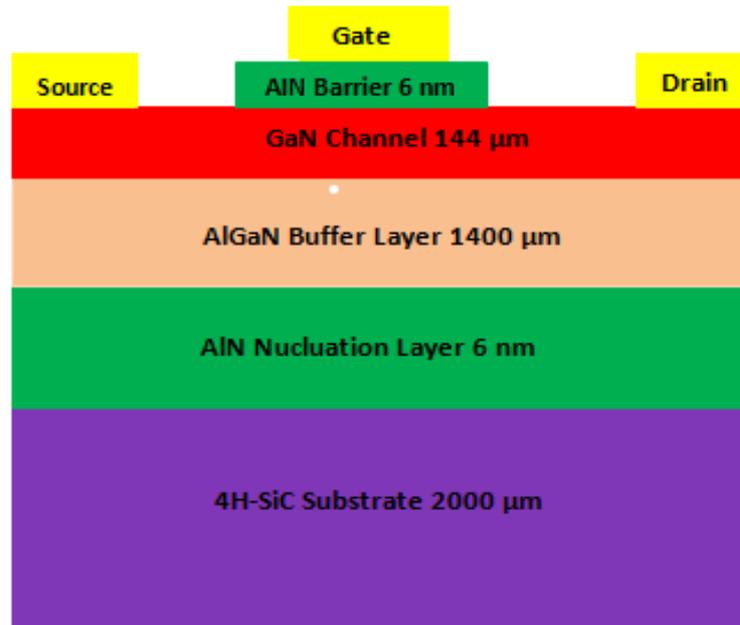
### 3.2.3 Pertes d'insertion :

La perte d'insertion d'un commutateur RF, exprimée en décibels (dB), est déterminée en mesurant la perte de puissance (différence) d'un signal envoyé via le port commun et le signal de sortie du port qui est à l'état passant ON.

## 3.3 Résultats de la simulation :

### 3.3.1 HEMT a base de AlN, GaN, AlGaIn, 4H-SiC :

Dans cette partie nous étudions un transistor HEMT à base des matériaux AlN, GaN, AlGaIn et 4H-SiC. Dans la figure suivante en présente une coupe schématique du notre dispositif en indiquant les différentes régions et aussi les dimensions. Ainsi le tableau 3-1 représente les paramètres de ces matériaux.



**Figure 3.4** : Coupe schématique de la structure simulée.

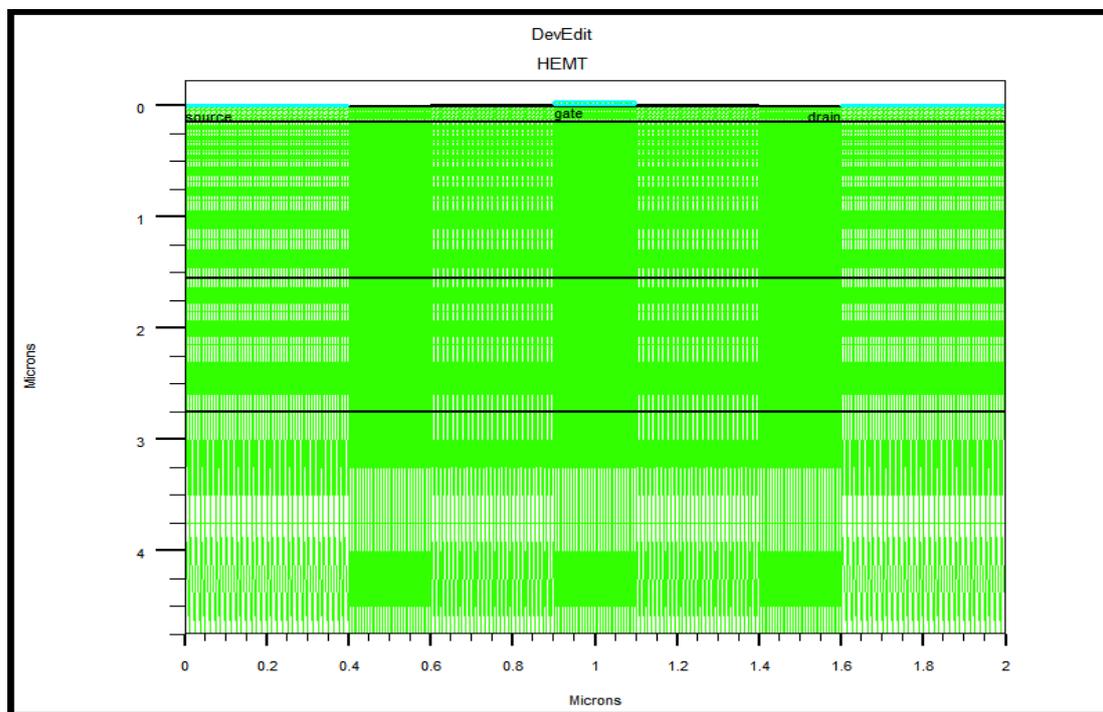
**Paramètres de simulation :**

Propriétés des matériaux	GaN	AlGaN	AlN	4H-SiC
Energie de gap (eV)	3.43	3.88	6.16	3.36
Mobilité des électrons (cm <sup>2</sup> /Vs)	1000	135	825	
Affinité des électrons (eV)	4.1	3.96	0.6	
Permittivité relative	9.7	10.32		9.49

**Tableau 3-1** : Paramètres de simulation.

### 3.3.2 Maillage de structures simulées :

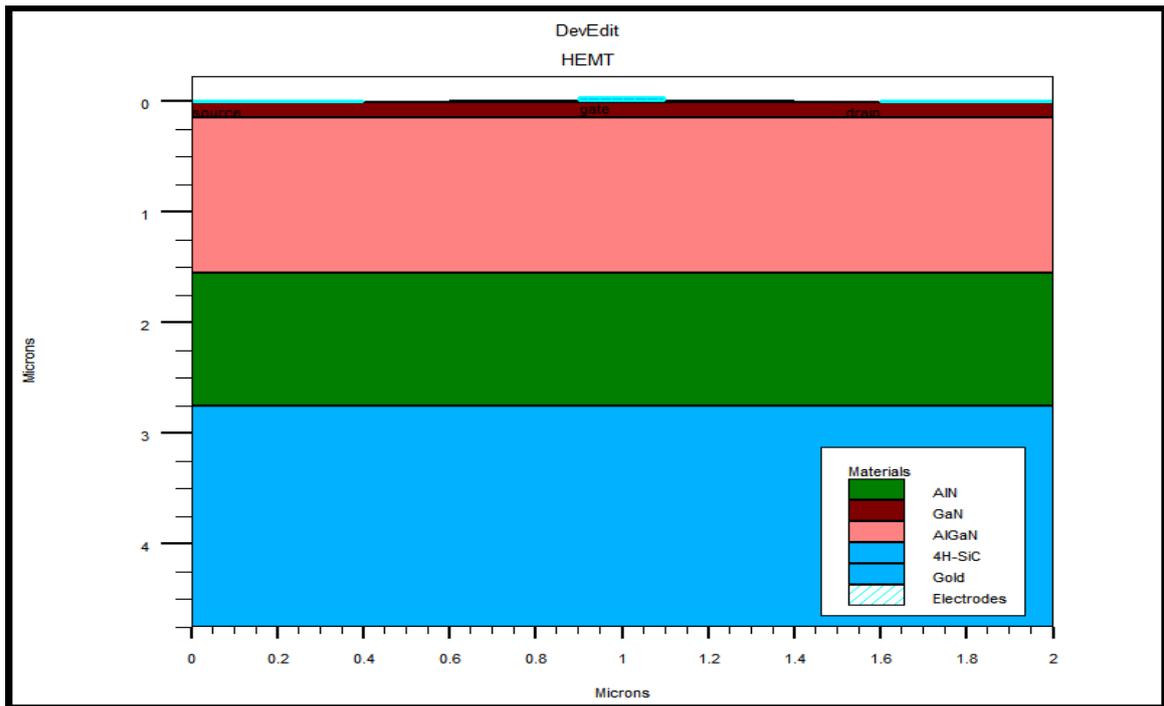
Le maillage joue un rôle très important dans la simulation, il consiste à diviser la structure simulée en un certain nombre de points (nœuds). Ces nœuds sont les points où les caractéristiques électriques du dispositif seront calculées à l'aide d'une simulation numérique. Donc, le processus de maillage a une influence significative sur la validité et la précision des résultats obtenue par la simulation. L'augmentation de la densité du maillage dans la simulation augmente la précision du calcul .il est donc recommandé de raffiner le maillage dans les interfaces de l'hétérojonction et la couche active. On présente dans la figure ci-dessous le maillage de notre structure HEMT simulée.



**Figure 3.5 :** Maillage du HEMT simulé à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN/4H-SiC.

### 3.3.3 Structure simulé :

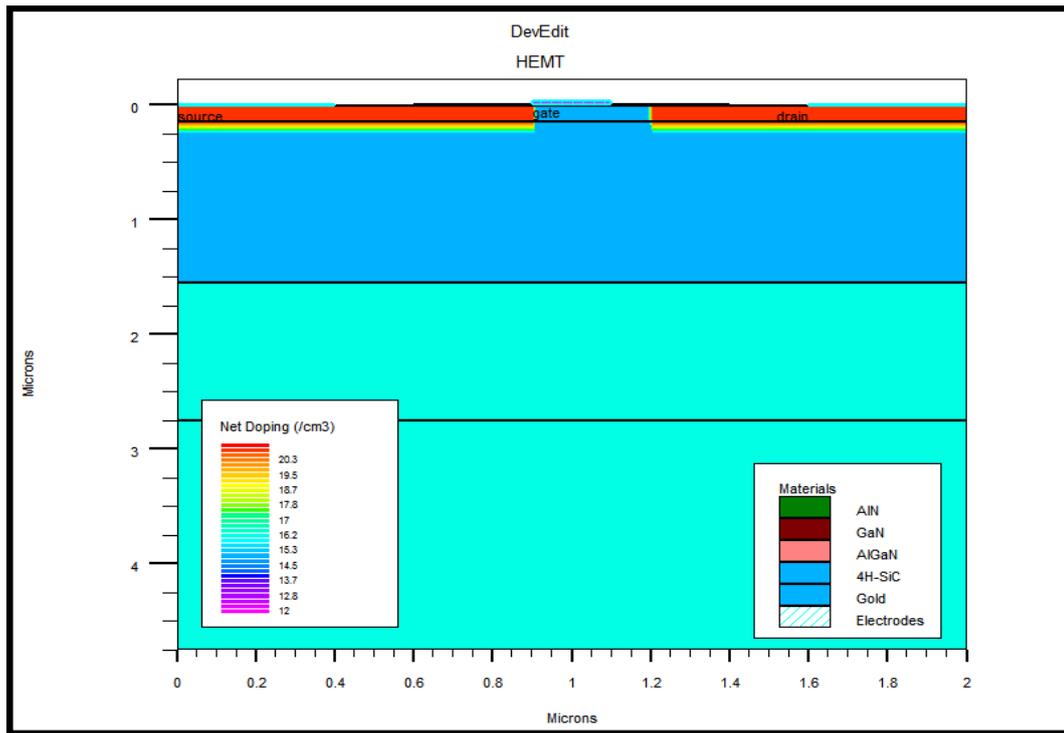
La figure représente la structure simulée qui a une dimension de 250  $\mu\text{m}$  sur l'axe des z (profondeurs) la structure est donnée par Silvaco et comporte les différentes couches constitutives et les électrodes. Nous avons utilisé le matériau AlN comme une couche barrière, GaN comme un canal de conduction et puis AlGaN comme une couche donneuse et AlN comme un espaceur en fin le matériau 4H-SiC comme substrat.



**Figure 3.6 :** Structure simulé du transistor HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN/4H-SiC.

### 3.3.4 Le Dopage :

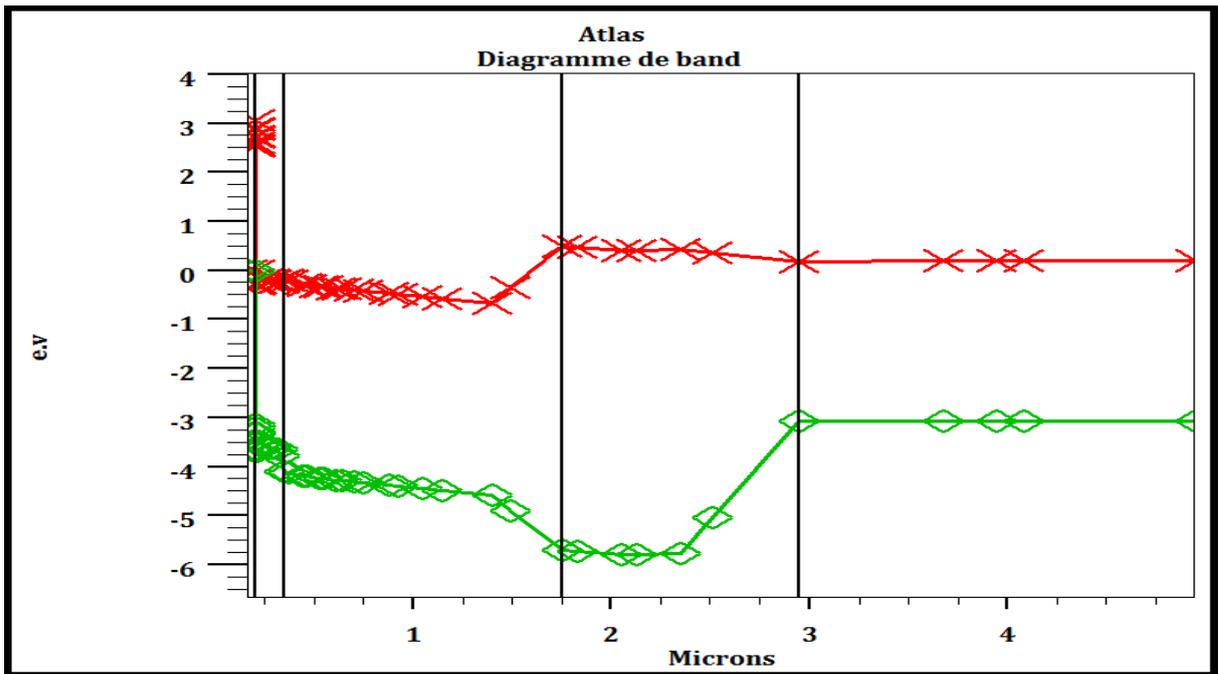
Dans la figure nous présentons le dopage obtenu par la simulation de notre transistor HEMT à base des matériaux AlN, GaN, AlGaN, 4H-SiC. Le dopage du canal (la partie supérieure du GaN) pour les transistors à haute mobilité électronique à base de GaN n'est pas fermement favorable et cela est particulièrement en raison du phénomène de dispersion qui amorti la mobilité des électrons et par conséquence affaibli les performances de la structure hétérojonction HEMT en présente le dopage di notre structure dans la figure 3.7.



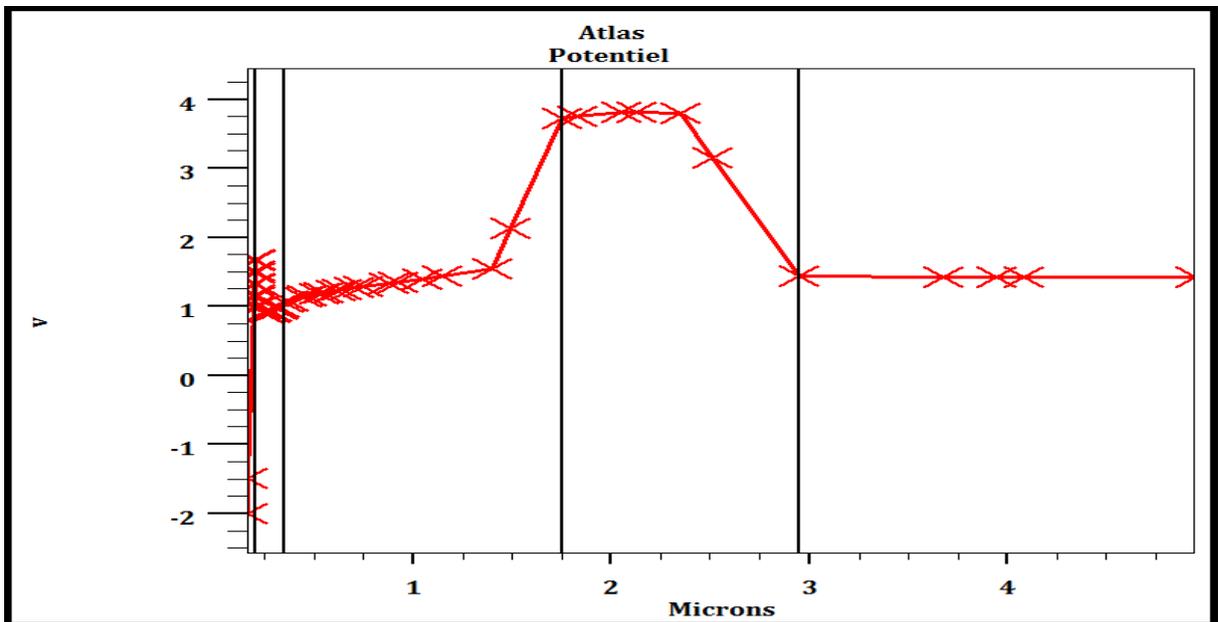
**Figure 3.7 :** Dopage du transistor HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaIn /4H-SiC

### 3.3.5 différent caractéristique HEMT a base de AlN /GaN/AlGaIn /4H-SiC :

Dans cette étude qui baser sur la simulation dans la bande V, nous avons fait des simulations bidimensionnelles sous le logiciel SILVACO TCAD Tools, qui s'est avéré être un outil approprié pour l'analyse des dispositifs hétéro-structures. Atlas a exécuté les fonctions générales tandis que BLAZE, GIGA et C-INTERPRETER ont exécuté les fonctions spécialisées requises pour les dispositifs d'hétérojonction III-V.



**Figure 3.8 :** Digramme de bande du HEMT simulé à base des matériaux  
AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC

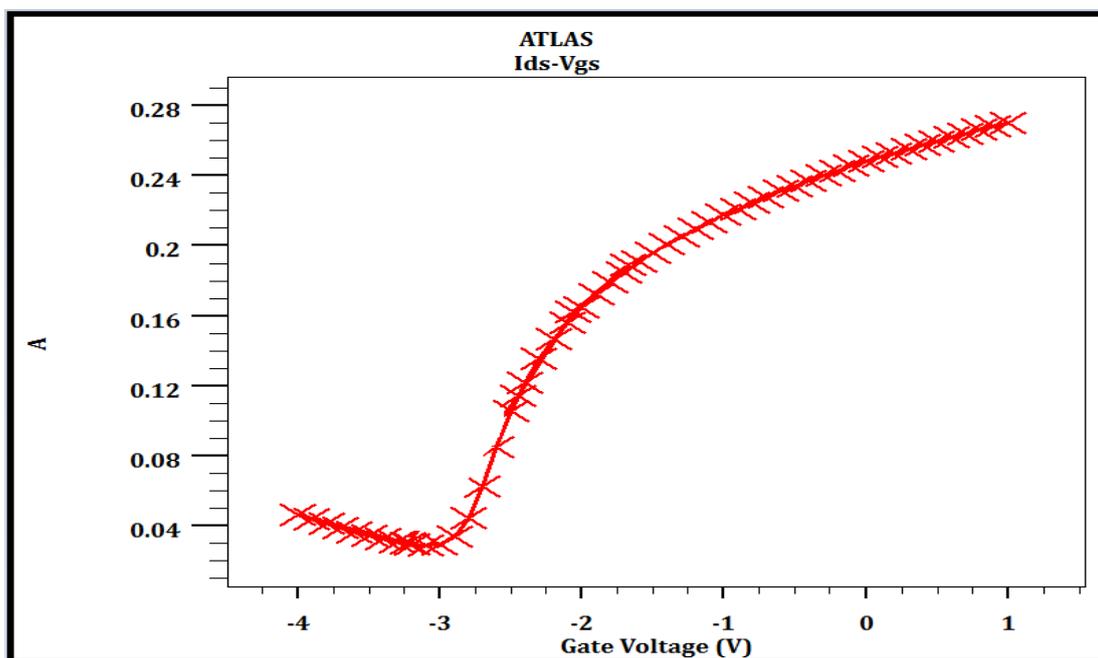


**Figure 3.9 :** Potentiel du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC

### 3.4 Performances DC :

#### 3.4.1 Caractéristique du Transfer IDS-VGS, transconductance gm et courant de fuite Ion, Ioff :

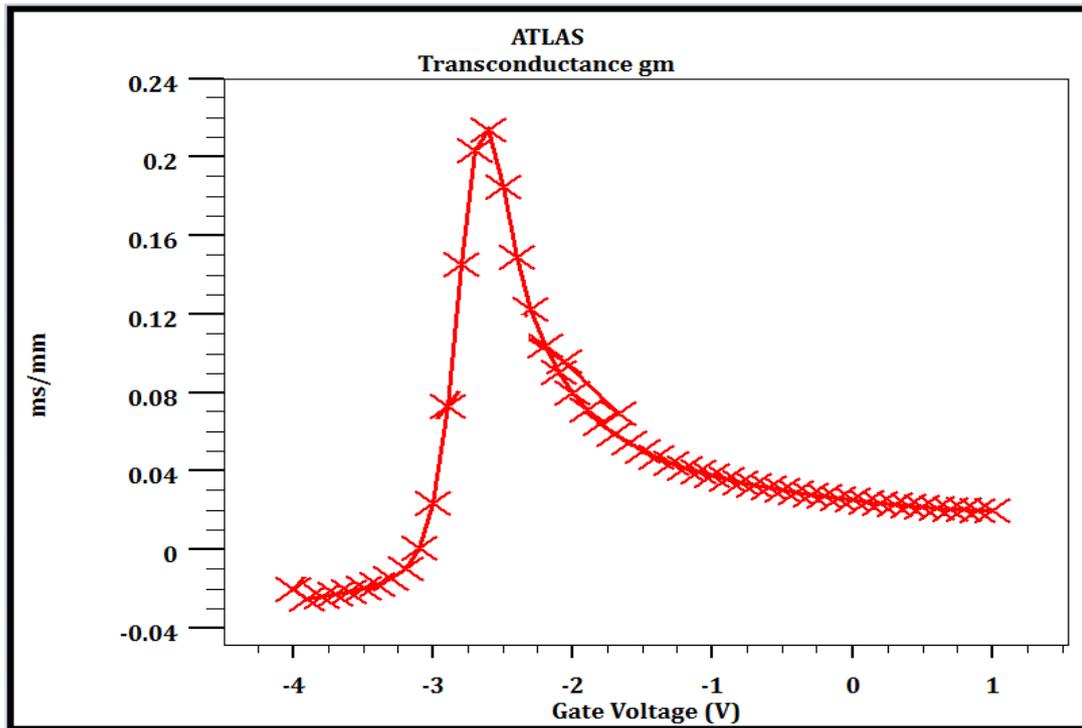
La caractéristique de transfert  $I_{ds}$ - $V_{gs}$  consiste à représenter le courant drain-source  $I_{ds}$  en fonction de la tension grille-source  $V_{gs}$ , pour une tension drain-source  $V_{ds}$  donnée ( $V_{ds}=1V$ ). Il est possible de déterminer ainsi la tension du pincement  $V_p$  définie comme étant la tension de grille à appliquer à  $-2.9 V$ , afin de vider le puits de potentiel de ses porteurs. On définit aussi la transconductance comme étant la pente de la caractéristique  $I_{ds}$ - $V_{gs}$  qui sera présenté dans la figure 3.10.



**Figure 3.10 :** Caractéristiques de transfert du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC

#### 3.4.2 La transconductance :

La transconductance est définie comme étant la variation du courant drain-source par rapport à la variation de la tension grille-source pour une tension drain-source constante, sa valeur est de 230 ms/mm ; et elle est représentée par la figure (3.10) pour une tension drain-source fixée à 1.0V.



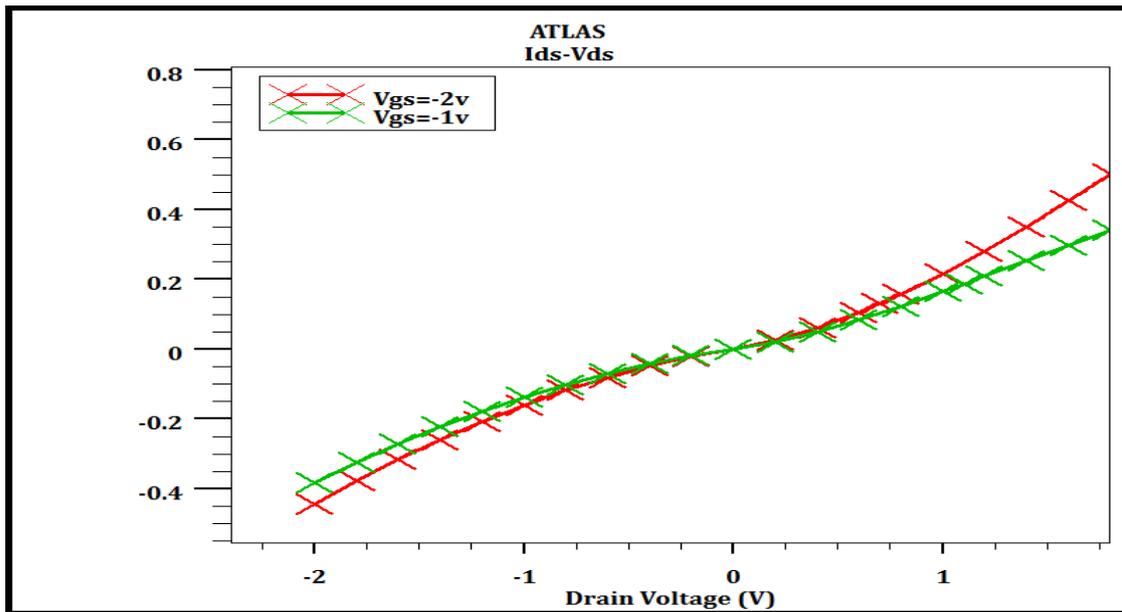
**Figure 3.11 :** Transconductance d'un HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC

### 3.4.3 Caractéristique de sortie IDS-VDS :

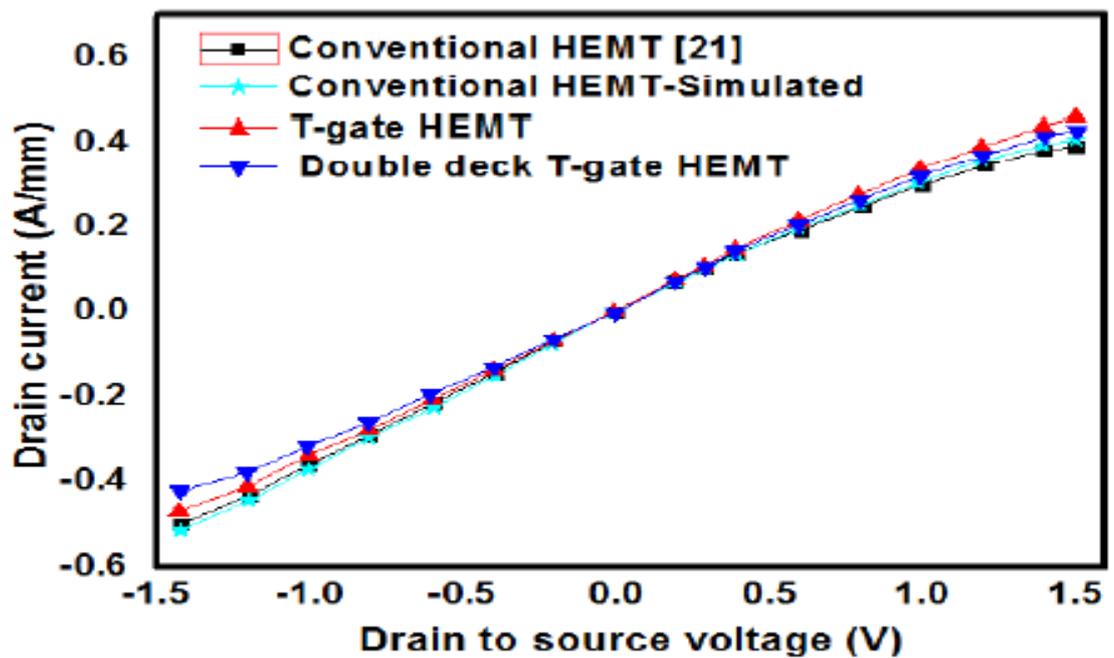
La caractéristique de sortie est l'une des courbes les plus intéressantes et principales du transistor HEMT, elle est présentée dans la figure (3.12).

L'un des avantages les plus importants de l'hétéro-structure AlGaN/GaN est la densité de charge inter-faciale élevée qui devrait permettre une densité de niveau de courant très élevée. Notre transistor HEMT AlGaN/GaN présente une densité de courant maximale de 500mA/mm à  $V_{GS}=2V$  comme le montre la Figure (3.12).

La figure (3.13) présente la caractéristique de sortie IDS-VDS trouvée dans la littérature des transistors HEMT similaire de notre dispositif à titre de comparaison en termes de l'allure de la courbe.



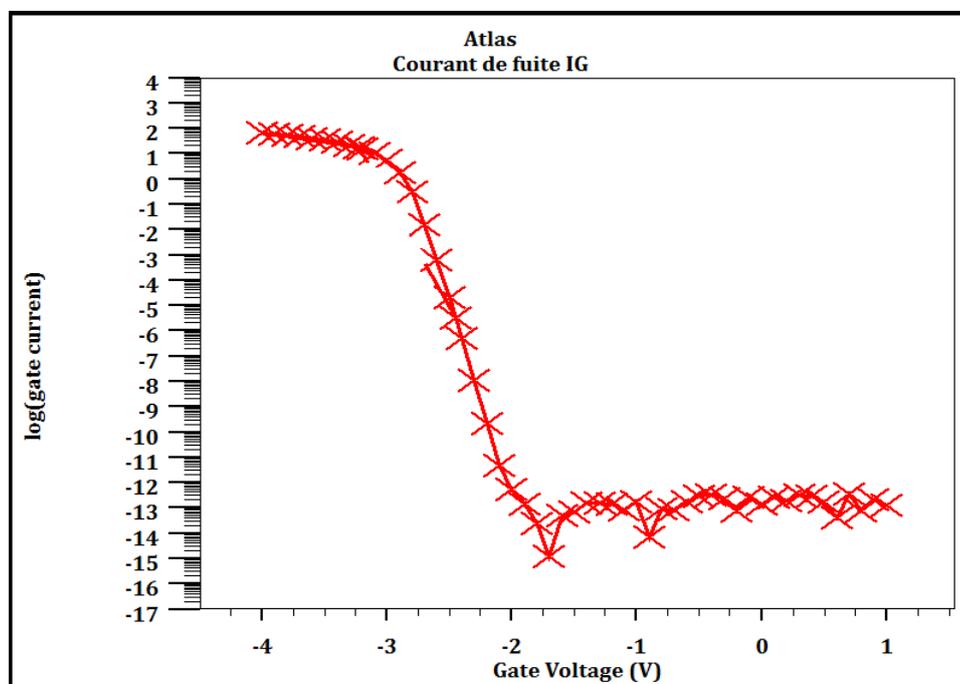
**Figure 3.12 :** Caractéristique de sortie Ids-Vds d'un HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC



**Figure 3.13 :** La caractéristique de sortie IDS-VDS pour comparaison. [108]

### 3.4.4 Courant de fuite et courant de commutation :

La figure 3.14 représente le courant de fuite de la grille. Cette caractéristique représente le courant grille-source tracé avec une échelle logarithmique en fonction de la tension grille-source pour une tension drain-source de 1.2 V. Il est important que le courant de fuite à l'état bloqué soit réduit au minimum dans toute configuration de transistor, en particulier lorsqu'il est intégré à des circuits et systèmes où une faible consommation d'énergie (négligeable) à l'état bloqué est souhaitable. Le dispositif simulé offre un courant de fuite de la grille invariant avec la polarisation de la grille, il est de l'ordre de 7 pA pour une tension drain-source de 1.2 V. Cette valeur, extrêmement basse, est indicatrice d'une bonne qualité du dispositif simulé. Le courant de fuite est plus négligeable dans les transistors HEMT par rapport au MESFET.



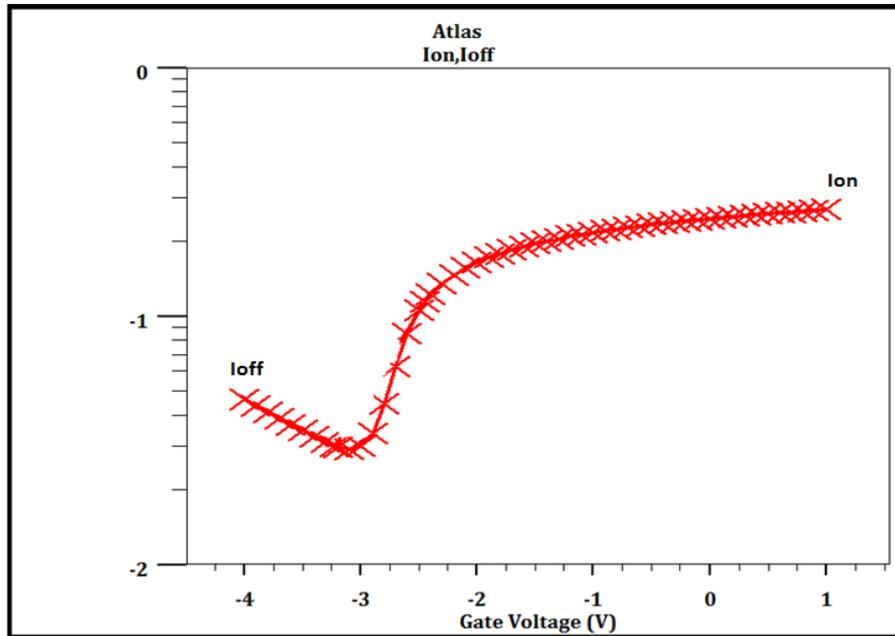
**Figure 3.14 :** Courant de fuite de la grille à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC

### 3.5.5 Courant Ion, Ioff :

La figure 3.15 représente le rapport  $I_{on}/I_{off}$ . Cette caractéristique représente le courant drain-source tracé avec une échelle logarithmique en fonction de la tension grille-source pour une tension drain-source de 1.0 V. Une valeur élevée du rapport  $I_{on}/I_{off}$  est un paramètre crucial pour une application de puissance.

Le dispositif simulé offre un rapport  $I_{on}/I_{off}$  d'environ  $2.33 \times 10^{-1}$  qui est une très bonne valeur et une pente sous seuil (SS) de l'ordre de 140 mV/dec trouvera par extraction

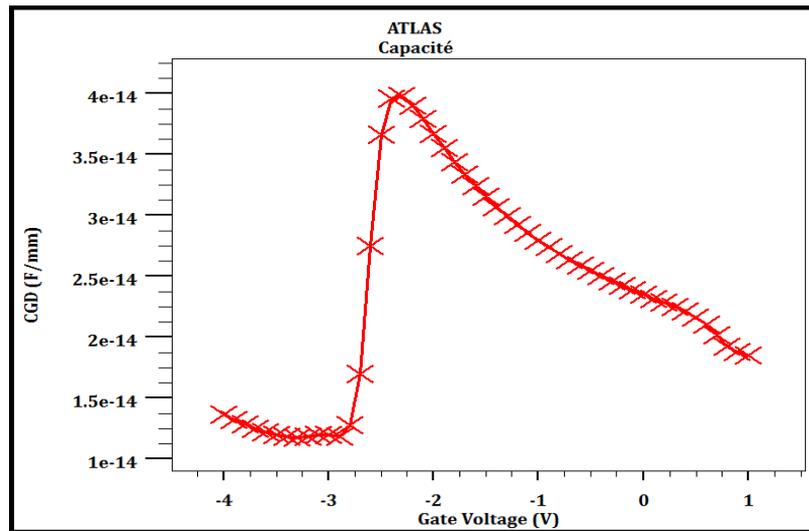
sous silvaco. Cela est très important pour la qualité du composant et la consommation d'énergie dans les applications d'alimentation statique et de secours.



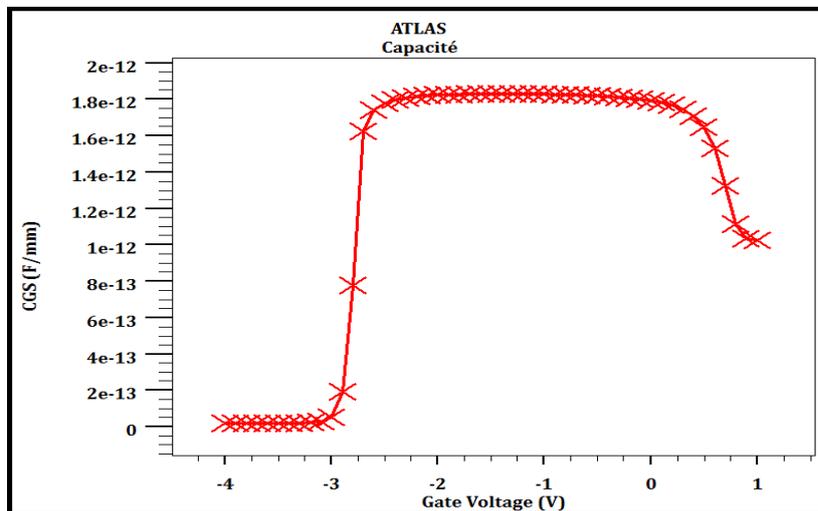
**Figure 3.15** : Représentation I<sub>on</sub> et I<sub>off</sub> du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC

### 3.5.5 Les capacité :

La figure (3.16) et (3.17) a les différences capacités (C<sub>gs</sub>/C<sub>gd</sub>) en fonction de tension ; on remarque il y a une stabilité dans les deux capacités avant la valeur de tension -2V. Nous avons obtenue d'après les figures suivantes des capacités C<sub>gd</sub>=4\*10<sup>-2</sup>pF et C<sub>gs</sub>=1.8pF qui sont des valeurs adéquates avec la littérature.

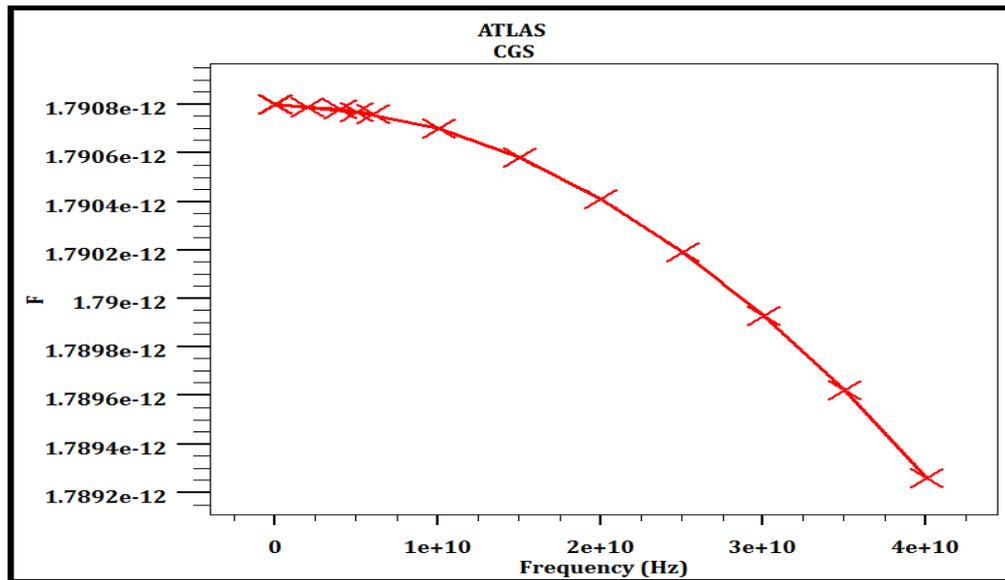


**Figure 3.16 :** Capacité Cgd du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC



**Figure 3.17 :** Capacité Cgs du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC

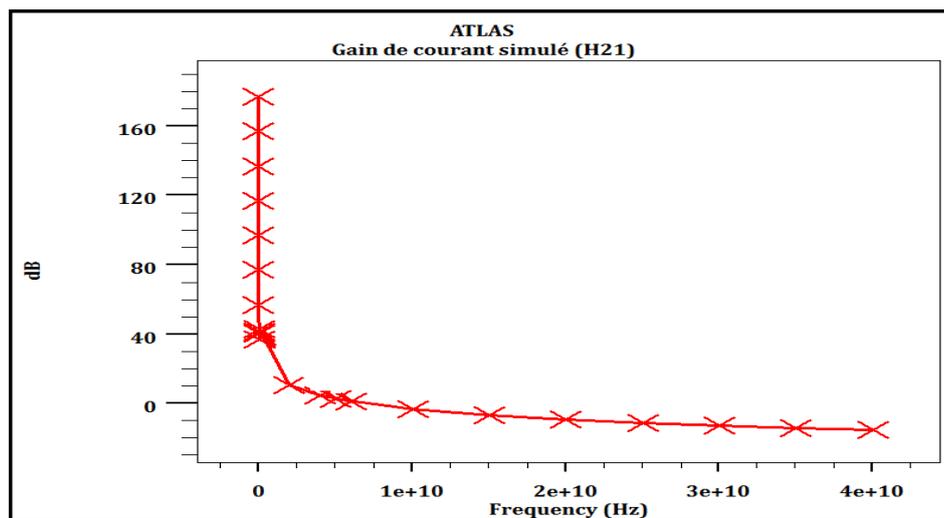
La figure (1.18) représente la capacité ( $C_{gs}$ ) en fonction de fréquence. La capacité  $C_{gs}$  qui donne une valeur stable dans la bande de fréquence entre [55Ghz – 70Ghz] qui est a la plage du bande V que notre dispositif fonctionne.



**Figure 3.18** : Capacité cgs en fonction de la fréquence du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC

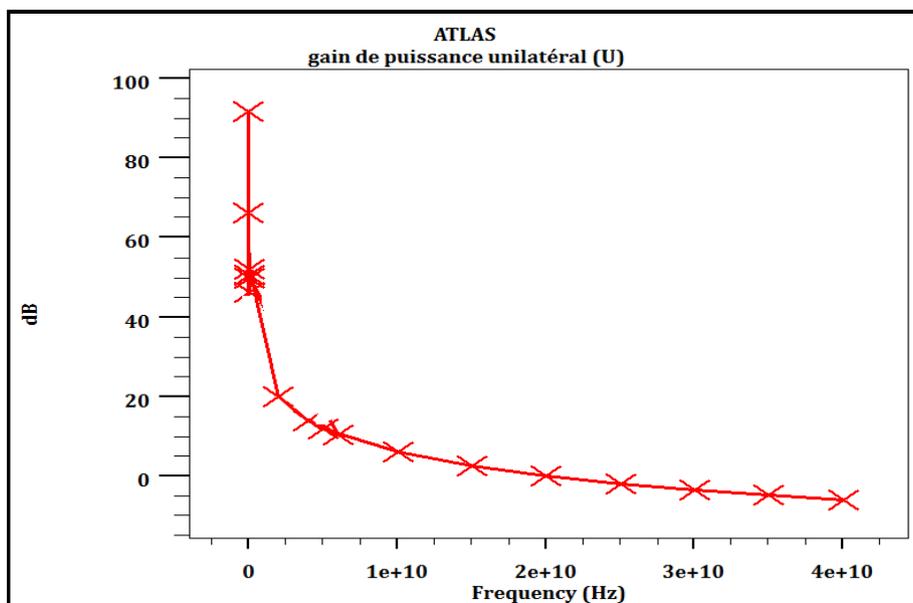
### 3.5.6 Les fréquence $f_t$ , $f_{max}$ :

Les performances du dispositif de fréquence sont étudiées par analyse AC à petit signal. La Figure 3.19 montre les résultats de simulation que nous avons obtenus, en permettant de déterminer le gain du courant H21 de notre dispositif, son gain de puissance maximal de transducteur et son gain de puissance unilatéral.

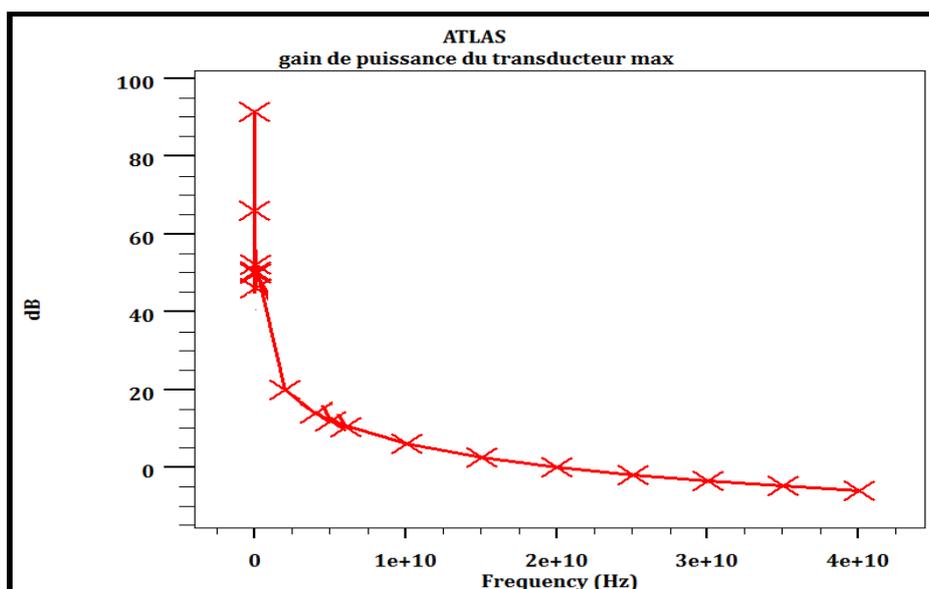


**Figure 3.19** : Gain en courant H21 en fonction de la fréquence du HEMT à base des matériaux AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC

Le gain du courant maximal H21 obtenu pour notre HEMT est égal à 180 dB, le gain de puissance maximal du transducteur est égal à 90 dB (figure 3.19) et le gain de puissance stable maximal est égal à 90 dB (figure 3.20). Nos résultats de simulation indiquent également que la structure a une fréquence de coupure  $f_T$  de 60 GHz à 0db et une fréquence maximale  $f_{max}$  de 200 GHz a 0db.



**Figure 3.20 :** Gain de puissance unilatérale en fonction de la fréquence du HEMT à base des matériaux AlN / GaN / AlGaIn / 4H-SiC

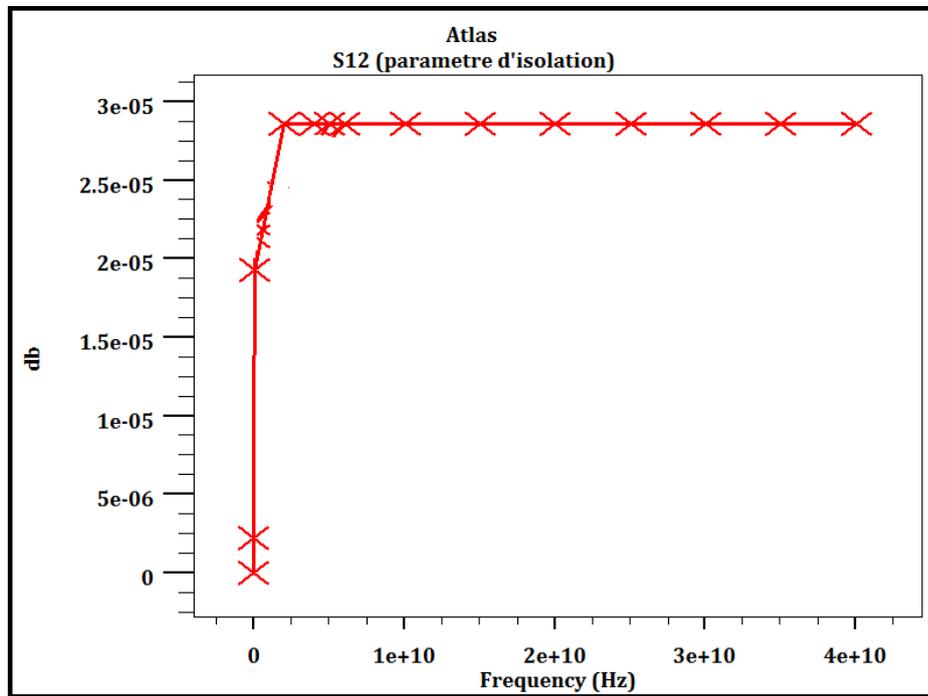


**Figure 3.21 :** Gain de puissance du transducteur max en fonction de la fréquence du HEMT à base des matériaux AlN / GaN / AlGaIn / 4H-SiC

### 3.5.7. Paramètre d'isolation :

Le paramètre d'isolation est très important lors du fonctionnement en commutation.

La figure 3.22 montre le paramètre d'isolation qui est de  $2.5 \cdot 10^{-5}$  dB.



**Figure 3.22** : Paramètre d'isolation Isolation du HEMT à base des matériaux  
AlN /GaN/AlGaN /4H-SiC

	Technologie	Fréquence (Ghz)	Isolation (dB)
[114]	SPDT AlGaIn/GaN HEMT	1	11
[115]	SPDT GaN HEMT	2-18	Superieur a 20
<b>Notre travail</b>	AlN /GaN/AlGaIn	200Ghz	$2.5 \times 10^{-5}$

**Tableau 3-2** : Regroupage et comparaison des résultats obtenus dans notre travail avec  
d'autres travaux.

**3.6 Conclusion :**

Ce travail consiste à simuler les performances du HEMT AlN/GaN/AlGaIn avec une longueur de grille de 22 nm sur des substrats 4H-SiC qui fonctionnent en bande V, en utilisant le logiciel SILVACO-TCAD Tools pour effectuer des analyses DC et AC pour toutes les caractéristiques principales du transistor HEMT. Au terme de cette étude, nous pouvons dire que nos résultats de simulation ont confirmé la faisabilité d'utiliser des HEMT AlN/GaN/AlGaIn dans des applications en bande V comme commutateur utilisé dans les satellites.

# CONCLUSION GÉNÉRALE

---

Notre étude est orientée vers un transistor à effet de champ à hétérojonction HEMT à base des matériaux nitrurés fonctionnant en bande V pour application en communication satellitaire. Le but principal de cette étude était consacré sur le fonctionnement en bande V des performances statiques et surtout dynamiques. Les résultats de simulation que nous avons obtenue pour notre structure de dispositif HEMT en bande V ont démontré une excellente densité de courant aussi élevée avec une valeur de 500 mA/mm, tension de pincement -1,5 V , transconductance 230 ms/mm, une fréquence de coupure de 60 GHz, une fréquence maximum de 200 GHz, courant de fuite 7 pA , un rapport  $I_{on}/I_{off}$  d'environ  $2.33 \times 10^{-1}$  qui est une très bonne valeur et une pente sous seuil (SS) de l'ordre de 140 mV/dec. Ces résultats ont été obtenus en utilisant des modèles de transport hydrodynamiques. Dans toutes nos simulations, le modèle de simulation physique adopté était le modèle de transport hydrodynamique qui rend compte des particularités du matériau GaN. Tous les modèles utilisés dans notre étude ont été implémentés dans nos simulations et soigneusement calibrés. Une grande précision pour toutes les caractéristiques pertinentes a été obtenue. Des Bonnes performances, ainsi de nombreux avantages dans les applications à grande échelle et une alimentation haute fréquence.

En perspective, on peut appliquer le Transistor HEMT, que nous avons conçu et vérifié ses performances, pour concevoir un commutateur dans la bande de fréquence V dont l'application est dans le domaine de communication satellitaire.

# RÉFÉRENCES

---

- [1] D.Chahrazad « étude par la simulation des phénomènes de polarisation et les contacts ohmique dans les transistors HEMT base de GaN», thèse de magister, université de Constantine.
- [2] A.Denis “ Elaboration cristallogénèse et caractérisations physico-chimiques des nitrures des éléments de la colonne III-a et en particulier le GaN”. Thèse de doctorat, université Bordeaux 2003.
- [3] Rongming. Chu “AlGaIn/GaN single and double channel high electron mobility transistors”, thesis MSC HongKong university of Science and technology, 2004.
- [4] M. Boumahrat, A. Gourdin, Méthodes Numériques Appliquées, Edition OPU, Alger, (1993)
- [5] D.Yannick, « étude de HEMT AlGaIn/GaN a grand développement pour la puissance hyperfréquence », thèse de doctorat, Université de Lille, 2012.
- [6] G. Martinez-Criado, A. Cros, A. Cantarero, O. Ambacher, C. R. Miskys, R. Dimitrov, M. Stutzmann, J. Smart, and J. R. Shealy, *J. Appl. Phys.* 90, 4735 (2001).
- [7] M. Micovic, T. Tsen, M. Hu, P. Hashimoto, P. J. Willadsen, I. Milosavljevic, A. Schmitz, M. Antcliffe, D. Zhender, J. S. Moon, W. S. Wong, and D. Chow, *Electron. Lett.* 41, 1081 (2005).
- [8] Piprek J. *Semiconductor optoelectronic devices: introduction to physics and simulation.* UCSB: Academic Press; 2003. p. 22.
- [9] F.Bernardini, V. Fiorentini. 1997. « Spontaneous polarization and piezoelectric constants of III-V nitrides », *Physical Review B*, Vol. 56, No. 56, pp. 10024-10027.
- [10] F.Bernardi, V.Fiorentini, and D.Vanderbilt, « spontaneous polarization and piezoelectric constants off III-V nitrides, »*Phys.Rev.B*, vol.56, pp.10024-10027, October 1997.
- [11,12] Lachebi A, Abid H, Driz Mand Al-Douri Y, "First-principles study of cubic  $B_xGa_{1-x}N$  alloys" *Int.J.Nanoelectron.Mat*1(2008)81–90.  
Pardeshi, H. M., Raj, G., Pati, S., Kumar, N. M., & Sarkar, C. K, "Performance assessment of gate material engineered AlInN/GaN underlap DG MOSFET for enhanced carrier transport efficiency," *Superlattices and Microstructures* 60 (2013) 10–22.

- [13] Henry Mathieu, "Physique des semiconducteurs et des composants électronique" Masson (1987) p. 103-106.
- [14] Fabio Bernardini and Vincenzo Fiorentini, "Spontaneous polarization and piezoelectric constants of III-V nitrides" Physical Review B 56, 10024 (1997).
- [15] Takeuchi and Akasaki, "GaInN Quantum Wells: Piezoelectricity," Feb 1998 Properties, Processing and Applications of Gallium Nitride and Related Semiconductors, INSPEC 1999, p. 525.
- [17] C. Pernot, S. Fukahori, T. Inazu, T. Fujita, M. Kim, Y. Nagasawa, A. Hirano, M. Ippommatsu, M. Iwaya, S. Kamiyama, I. Akasaki, and H. Amano, Phys. Status Solidi A 208, 1594 (2011).
- [16] E.T.Yu "O.Manasresh, book chapter for inclusion in III-V Nitride Semiconductors: Application and Devices" université of California at Sandiego la Jolla, CA 92093-0407.
- [18] Z. abdelazziz fares. "Caracterisation electrique des hemts a base de nitrure de galuim AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>" mémoire magister. université mentouri de constantine .18 juin 2005
- [19] S.Anceau, «Etude des propriétés physiques des puits quantiques d'alliages quaternaires (Al, Ga, In) N pour la conception d'émetteurs ultraviolets. » Thèse de doctorat soutenue le le 20 septembre 2004, Université de Lille.
- [20] Yuancheng Chang, Yimen Zhang, Yuming Zhang , K.Y Tong, « A thermal model for static current characteristics of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> high electron mobility transistors including self-heating effect. », Journal of Applied Physics, vol.99, pp.044501-1-5, 2006..
- [21] N. Vellas, « Etudes expérimentales de transistors HFET de la filière nitrure de galium pour des applications de puissance hyperfréquences » Thèse de doctorat soutenue le 18 Décembre 2003, Université de Lille.
- [22] Anon., 2011. Optical constants of GaN. Available at: <http://refractiveindex.info/?group=CRYSTALS&material=GaN>. [Accès le 23 12 2011]
- [23] CASTAGNE, R. M. C., 1989. GaAs integrated circuits. Paris : s.n.

- [24] Ioffe, P., 2011. Basic parameters. [Online] Available at: <http://www.ioffe.ru/SVA/NSM/Semicond/InN/index.html> Ioffe, P., 2011. InN - Indium Nitride. s.l.: Technical Institute.
- [25] K.S. P. Blaha, G. K.H.Madsen, D. Kvasnicka, J. Luittz. , "WIEN 2K, An augmented plane wave+local orbitals program for calculating crystal properties ", Karlheinz Schwarz, Techn. Universitat, Wien,Austria, 2001.
- [26] N.E. Christensen, I. Gorczyca, "Optical and structural properties of III-V nitrides under pressure", Phys. Rev. B, 50 (1994) 4397--4415.
- [27] C.Y. Yeh, Z.W. Lu, S. Froyen, A. Zunger, "Zinc-blende-wurtzite polytypism in semiconductors", Physical Review B, 46 (1992) 10086-10097.
- [28] J.S.N. A. F. Wright, "Consistent structural properties for AlN, GaN, and InN", Phys Rev B, 51 (1995) 7866--7869.
- [29] A. Munoz, K. Kunc, "Structure and static properties of indium nitride at low and moderate pressures", Journal of Physics Condensed Matter, 5 (1993) 6015.
- [30] J.P. V. Cimalla, G. Ecke, R. Kosiba, O. Ambacher, L. Spieß, G. Teichert, H. L., W. J. Schaff "Growth of cubic InN on r-plane sapphire", Appl. Phys. Lett., 83 (2003) 3468-3470.
- [31] I. Vurgaftman, J.R. Meyer, "Band parameters for nitrogen-containing semiconductors", Journal of Applied Physics, 94 (2003) 3675-3696.
- [32]J.R.M. I Vurgaftman, L R Ram-Mohan, "Band parameters for III–V compound semiconductors and their alloys", Journal of Applied Physics 89 (2001) 5815.
- [33] J.R. S Strite, D J Smith J. Sariel, N. Manning, H. Chen, W. J. Choyke, H. Morko<sub>c</sub>, "An investigation of the properties of cubic GaN grown on GaAs by plasma-assisted molecular beam epitaxy Properties of cubic GaN grown on GaAs", Bull. Am. Phys. Soc, 37 (1992) 346.
- [34] V.Y. Davydov, A.A. Klochikhin, R.P. Seisyan, V.V. Emtsev, S.V. Ivanov, F. Bechstedt, J. Furthmüller, H. Harima, A.V. Mudryi, J. Aderhold, O. Semchinova, J. Graul, "Absorption and emission of hexagonal InN. Evidence of narrow fundamental band gap", Phys Status Solidi B, 229 (2002) R1-R3.

- [35] P.a.K. Hohenberg, W., "Inhomogeneous Electron Gas", *Phys. Rev.*, 186 (1964) B864-B871.
- [36] (en) Leonid A. Belov, Sergey M. Smolskiy et Victor N. Kochemasov, *Handbook of RF, Microwave, and Millimeter-Wave Components*, Boston (Mass.), Artech House, 2012, 504 p. (ISBN 978-1-60807-209-5, présentation en ligne [archive])
- [37] George Kizer, *Digital Microwave Communication : Engineering Point-to-Point Microwave Systems*, John Wiley & Sons, 22 mai 2013, 756 p. (ISBN 978-1-118-63680-0, présentation en ligne [archive]), p. 62
- [38] Richard Taillet, Loïc Villain et Pascal Febvre 2013, p. 635 « Spectre »
- [39] (en) Leonid A. Belov, Sergey M. Smolskiy et Victor N. Kochemasov, *Handbook of RF, Microwave, and Millimeter-Wave Components*, Boston (Mass.), Artech House, 2012, 504 p. (ISBN 978-1-60807-209-5, présentation en ligne)
- [40] George Kizer, *Digital Microwave Communication : Engineering Point-to-Point Microwave Systems*, John Wiley & Sons, 22 mai 2013, 756 p. (ISBN 978-1-118-63680-0, présentation en ligne), p. 62
- [41] Salonen E. et al.: "Modelling and calculation of atmospheric attenuation for low-fade-margin satellite communications", *ESA Journal*, Vol. 16(3), pp. 299-317, 1992
- [42] Ridhima Sawhney<sup>1</sup> and Rohit Singh<sup>2</sup> "Future Use of V- Band in Satellite Communication" *International Journal of Latest Trends in Engineering and Technology* Vol. (7) Issue(3), pp. 205-210 DOI: <http://dx.doi.org/10.21172/1.73.029>
- [43] "FCC gets five new applications for non-geostationary satellite constellations". *SpaceNews.com*. March 3, 2017.
- [44] Loughran, Jack (2020-11-26). "Starlink launches 60 more satellites but commercial service faces delays". *eandt.theiet.org*. Retrieved 2021-01-14.
- [50] F. Frédéric «Spectroscopie infrarouge des fils et boîtes quantiques d'AnAs/InAlAs/Inp (001)» Thèse de doctorat, Université de Paris-Sud, Octobre 2002.

- [51] H. Mathieu, "physique des semi-conducteurs et des composants électroniques". Édition Masson, France 1998.
- [52] Rashmi, A.Kranti, S.Haldar, R.s.Gupta, "An accurate charge control model for spataneous and piezoelectric polarization dependent two-dimensional electron gas sheet charge density of lattice-mismatched AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>". HEMTs solid state electronics 46 (2002).
- [53] P. Nakkala, "pulsed I-V and RF characterization and modeling of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs and graphene FETs," Université de Limoges, 2015
- [54] O. Ambacher et al., "Two dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization in undoped and doped AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> heterostructures," J. Appl. Phys., vol. 87, no. 1, p. 334, 2000
- [55] A.BELARBI « Simulation et contribution à l'amélioration de la structure d'un DHFET à base de matériaux binaires-ternaires innovants (B,Ga,Al,In)N ». Thèse de doctorat, Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen – Faculté de TECHNOLOGIE,2019
- [56] Bon, M.,Scavenec, A.,Transistors et circuits intégrés à hétérostructures III-V Techniques de l'ingénieur, traité Electronique, E 2 450, 1999.
- [57] Adrio Communications Ltd., "HEMT, High electron mobility transistor," [Online].Available:<http://www.radio-electronics.com/info/data/semicond/fet-fieldeffect-transistor/hemt-phemt-transistor.php>. Oct, 2010.
- [58] Mimura T. The early history of the high electron mobility transistor (HEMT). IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 50(3):780–2. 2002
- [59] Gangwani P, Pandey S, Haldar S, Gupta M, Gupta RS. "Polarization dependent analysis of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMT for high power applications. Solid-State Electronics, 31;51(1):130–5, 2007
- [60] H. Mathieu, "Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques" ISBN 2 10 048633 0, 5ème édition. Dunod, 2004
- [61] D.A. Neamen, "Semiconductor Physics and Devices - Basic Principles" Published by McGraw-Hill, ISBN 0-07-232107-5, New York, 2003. [206] E. A. Gutierrez-D, M. J.

Deen, C. L. Claeys, "Low temperature electronics Physics, Devices, Circuits, and applications" Academic Press.USA, ISBN: 0-12-310675-3, 2000.

[62] E. A. Gutierrez-D, M. J. Deen, C. L. Claeys, "Low temperature electronics Physics, Devices, Circuits, and applications" Academic Press.USA, ISBN: 0-12-310675-3, 2000.

[63] D. Delagebeaudeuf, N. T. Linh, "Metal-(n) AlGaAs-GaAs two-dimensional gas FET" IEEE Trans. on Elect. Dev., vol. 29(6), pp.955-960, 1982.

[64] T.J. Drummond, H. Morkoc, K. Lee, M. Shur, "Model for modulation doped field effect transistor" IEEE Electron Device Letters, vol. 3(11), pp. 338-341, November 1982

[65] K. Lee, M. S. Shur, T. J. Drummond, Hadis-Morkoc, "Current-voltage and capacitance-voltage characteristics of modulation-doped field-effect transistors" IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 30 (3), pp. 207-212, March 1983.

[66] Y. H. Byun, K. Lee, M. Shur, "Unified charge control model and subthreshold current in heterostructure field-effect transistors" IEEE Electron Devices Letters, vol. 11 (1), pp. 50-53, 1990.

[67] H. Rohdin, P. Roblin, "A MODFET dc model with improved pinchoff and saturation characteristics" IEEE Transactions on Electron Devices, vol.33 (5), pp.664- 672, May 1986.

[68] L. Guan, A. Christou, G. Halkias, D. F. Barbe, "Modeling of current-voltage characteristics for strained and lattice matched HEMT's on InP substrate using a variational charge control model" IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 42(4), pp. 612-617, April 1995.

[69] Lester F. Eastman and Umesh K. Mishra, "The toughest," IEEE Spectrum, pp. 28-33, May 2002.

[70] S. Taking, AlN/GaN MOS-HEMTs Technology. PhD thesis, School of Engineering, University of Glasgow, 2012

[71]221 Douglas J. "Design and fabrication of AlGaN/GaN HEMTs with high breakdown voltages,"these de doctorat, University of Glasgow, 2014

[72] R. Pierret, Semiconductor Device Fundamentals. Addison Wesley, 1996.

- [73] M. G. et al., "High electron mobility in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMT grown on sapphire: strain modification by means of Al<sub>N</sub> interlayers," Proceedings of MRS Fall 2003 Conference, December 2003.
- [74] S. Nakamura, M. Senoh and T. Mukai "High-power InGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> double-heterostructure violet light emitting diodes", Appl. Phys. Lett. 62, 2390 (1993).
- [75] R. Vetury, N. Q. Zhang, S. Keller, and U. K. Mishra, "The impact of surface states on the DC and RF characteristics of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HFETs," IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 48, pp. 560-566, March 2001
- [76] L. F. Eastman, "Results, potential and challenges of high power Ga<sub>N</sub>-based transistors," Solid State Physics, vol. 176, pp. 175 - 178, 1999.
- [77] J. M. Tirado, J. L. Sanchez-Rojas, and J. I. Izpura, "Simulation of surface state effects in the transient response of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMT and Ga<sub>N</sub> MESFET devices," Semiconductor Science and Technology, vol. 21, pp. 1150 - 1159, 2006.
- [78] W. S. Tan, P. A. Houston, P. J. Parbrook, D. A. Wood, G. Hill, and C. R. Whitehouse, "Gate leakage effects and breakdown voltage in metalorganic vapor phase epitaxy AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> heterostructure field-effect transistors," Applied Physics Letters, vol. 84, no. 17, pp. 3207 - 3209, 2002.
- [79] Douglas J. "Design and fabrication of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs with high breakdown voltages," these de doctorat, University of Glasgow, 2014
- [80] Golio, J.M., "RF and Microwave Semiconductor Device," Handbook, Boca Raton, Fla.: CRC Press 2003.
- [81] autre exemple manip ampli en tete.
- [82] Corinne Boutez "Noise characterization of HEMTs" Microwave department of technology, University of Chalmers, Goteborg, Sweden, 1996.
- [83] G. Dambrine, H. Happy, F. Danneville and A. Cappy "A New Method for On Wafer Noise Measurement" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, no. 3, pp. 375-381, March 1993.

- [84] F. Diette, D. Langrez, J. L. Codron, E. Delos, D. Theron and G. Salmer "1510 mS 1 mm 0.1 Jlm gate length pseudomorphic HEMTs with intrinsic current gain cutoff frequency of 220 GHz" *Electronics Letters*, 25th April 1996, vol. 32, no. 9, pp. 848-850
- [85] Niklas Rorsman "Heterostructure Field Effect Transistors and Millimeter Wave Integrated Circuits" Technical Report No. 267, Chalmers University of Technology, 1995
- [86] N. Rorsman; M. Garcia, C. Karlsson, and H. Zirath "Reduction of the Feedback Capacitance of HFETs by Changing Transistor Layout and Using Via Holes for Source Grounding" *Proc. 24th European Microwave Conference*, pp. 764-769, 1994.
- [87] Neamen, D.A., *Semiconductor Physics and Devices : Basic Principles*, Boston: McGraw-Hill. 746 2003.
- [88] Christophe PAVAGEAU, « Utilisation des Technologies CMOS SOI 130 nm pour des Applications en Gamme de Fréquences Millimétriques », Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France, Décembre 2005.
- [89] Amor AMAIRI, « Caractérisation en Petit Signal, en Puissance et en Impédances des Transistors à Effet de Champ Millimétriques. Etude et Réalisation d'un Banc de LoadPull à Charge Active 26.5 – 40 GHz », Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France, Septembre 1991.
- [90] Faiza AMROUCHE, « Analyse, conception et réalisation de mélangeurs microondes faible bruit à transistor à effet de champ HEMT », Thèse de Doctorat de l'Université de Poitiers, France, Décembre 2004.
- [91] Gorczyca, I., Svane, A. and Christensen, N.E. Theory of point defects in GaN, AlN, and BN: Relaxation and pressure effects. *Physical Review B*. 1999, Vol. 60, 8147.
- [92] Jones, R.E. and al., et. *Physical Review Letters*. 2006, Vol. 96, 125505.
- [93] Virginie B, "Réalisation et étude des propriétés électriques d'un transistor à effet tunnel 'T-FET' à nanofil Si/SiGe," Thèse de doctorat en Nano Électronique et Nano Technologies, Université de grenoble alpes, 2015
- [94] X. D. Wang, W. D. Hu, X. S. Chen, and W. Lu, "The Study of Self-Heating and HotElectron Effects for AlGaN/GaN Double-Channel HEMTs," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 59, no. 5, pp. 1393–1401, May 2012.

- [95] D. J. Cheney, E. A. Douglas, L. Liu, C. F. Lo, B. P. Gila, F. Ren and S. J. Pearton, "Degradation Mechanisms for GaN and GaAs High Speed Transistors," *Materials*, vol. 5, no. 12, pp. 2498–2520, Nov. 2012.
- [96] M. Meneghini, A. Stocco, R. Silvestri, G. Meneghesso, and E. Zanoni, "Degradation of AlGaIn/GaN high electron mobility transistors related to hot electrons," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 100, no. 23, p. 233508, Jun. 2012
- [97] K N. SUBRAMANI, "Physics-Based TCAD Device Simulations and Measurements of GaN HEMT Technology for RF Power Amplifier Applications," thèse de doctorat en Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes, Université de Limoges, 2017.
- [98] G. Meneghesso, G. Verzellesi, F. Danesin, F. Rampazzo, F. Zanon, A. Tazzoli, M. Meneghini and E. Zanoni, "Reliability issues of Gallium Nitride High Electron Mobility Transistors," *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 2, no. 01, pp. 39–50, Feb. 2010.
- [99] M. Meneghini, G. Meneghesso, and E. Zanoni, "Trapping and Degradation Mechanisms in GaN-Based HEMTs," in *Gallium Nitride (GaN)*, 0 vols., CRC Press, 2015, pp. 327– 362.
- [100] O. Mitrofanov and M. Manfra, "Poole-Frenkel electron emission from the traps in AlGaIn/GaN transistors," *J. Appl. Phys.*, vol. 95, no. 11, pp. 6414–6419, May 2004.
- [101] D. Yan, H. Lu, D. Cao, D. Chen, R. Zhang, and Y. Zheng, "On the reverse gate leakage current of AlGaIn/GaN high electron mobility transistors," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 97, no. 15, p. 153503, Oct. 2010.
- [102] S. Arulkumaran, T. Egawa, H. Ishikawa, and T. Jimbo, "Temperature dependence of gate-leakage current in AlGaIn/GaN high-electron-mobility transistors," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 82, no. 18, pp. 3110–3112, Apr. 2003.
- [103] S. Turuvekere, N. Karumuri, A. A. Rahman, A. Bhattacharya, A. DasGupta, and N. DasGupta, "Gate Leakage Mechanisms in AlGaIn/GaN and AlInN/GaN HEMTs: Comparison and Modeling," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 60, no. 10, pp. 3157–3165, Oct. 2013.

- [104] E. J. Miller, X. Z. Dang, and E. T. Yu, "Gate leakage current mechanisms in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> heterostructure  $\mu$ celd e<sub>lect</sub> transistors," *Journal of Applied Physics*, vol. 88, pp. 5951 - 5958, November 2000.
- [105] Mancuso Y, Gremillet P, Lacomme P. T/R-modules technological and technical trends for phased array antennas. In: 2005 European Microwave Conference, 2005 Oct 4-6 (pp. 614–617), Paris, France. IEEE.
- [106] Hommel H, Feldle H. Current status of airborne active phased array (AESA) radar systems and future trends. In: 34th European Microwave Conference, 2004 Oct 12-14 (pp. 121–124, Amsterdam, Netherlands. IEEE.
- [107] Kiehl RSollner T. High Speed Heterostructure Devices. 1st ed. Boston: Academic Press; 1994.
- [108] ATLAS user's manual [www.silvaco.com](http://www.silvaco.com). 2004
- [109] I. D. Robertson and S. Lucyszyn, *RFIC and MMIC Design and Technology*. No. 13, Iet, 2001.
- [110] R. Trew, "SiC and GaN transistors-is there one winner for microwave power applications?" *acte de IEEE*, vol. 90, no. 6, pp. 1032–1047, 2002.
- [111] C. F. Campbell, D. C. Dumka, and M.-Y. Kao, "Design considerations for GaN based MMICs," in *Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems*, 2009. COMCAS 2009. IEEE Conférence International, pp. 1–8, 2009.
- [112] S. D'Angelo, A. Biondi, F. Scappaviva, D. Resca, and V. A. Monaco, "A GaN MMIC chipset suitable for integration in future X-band space borne radar T/R module Frontends," in *Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, 21ieme Conference International de IEEE, pp. 1–4, 2016.
- [113] J. Janssen, K. P. Hilton, J. O. Maclean, D. J. Wallis, J. Powell, M. Uren, T. Martin, M. van Heijningen, and F. van Vliet, "X-band GaN SPDT MMIC with over 25 watt linear power handling," *Conference des circuits intégrés de micro-onde*, 2008. EuMIC 2008. European, pp. 190–193, IEEE, 2008.

[114] M. Kameche, N. V. Drozdovski, "GaAs-, InP and GaN HEMT based Microwave Control Devices: What is Best and Why," *Microwave Journal*, vol. 48, no. 5, pp 164-178, May 2005.

[115] A. Bettidi, A. Cetrionio, M. De Dominicis, G. Giolo, C. Lanzieri, A. Manna, M. Peroni, C. Proietti, and P. Romanini, "High power GaN-HEMT microwave switches for X-band and wideband applications," in *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2008. RFIC 2008. IEEE, pp. 329– 332, IEEE, 2008.