

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



**THESE**

Présentée pour l'obtention du **grade de DOCTORAT 3<sup>ème</sup> Cycle**

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Systèmes et Réseaux de Télécommunications

Par : **FOUR Imane**

**Sujet**

**SIMULATION ET MODELISATION DES COMMUTATEURS RF A BASE DE  
COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS**

Soutenue publiquement, le 05 / 06 /2021, devant le jury composé de :

BENDIMERAD Fethi Tarik	Professeur	Université de Tlemcen	Président
KAMECHE Mohammed	Directeur de Recherches	ASAL, CDS Oran	Directeur de thèse
BEKHTI Mohammed	Directeur de Recherches	ASAL, CDS Oran	Examineur
IRID Sidi Mohammed Hadj	MCA	Université de Tlemcen	Examineur
KAMECHE Samir	Professeur	Université de Tlemcen	Invité

## الخلاصة:

في السنوات الأخيرة، استعملت أنظمة الاتصالات الأقمار الصناعية التي تستخدم مخططات التشكيل الرقمي، والقدرة الكبيرة للقناة، وقدرة الإرسال العالية، وحساسية المستقبل المنخفضة للغاية، الخطية للمكونات المنفصلة. حتى منتجات التشكيل البيئي ذات المستوى المنخفض جدًا التي تم إنشاؤها بواسطة المفاتيح يمكن أن تقلل بشكل خطير من كفاءة النظام. يعد مفتاح الميكروويف عالي الجودة جزءًا أساسيًا من جهاز إرسال التردد اللاسلكي. من المعروف جيدًا أنه إذا لم تكن AM و AM إلى تشكيل (AM) مضخمات المرسل ووظائف التحويل المساعدة خطية للغاية، فإن تحويل تشكيل الاتساع يرتبط (ISI) وتداخل متزايد بين الرموز (BER) يمكن أن يؤدي إلى تدهور خطير في معدل الإرسال. خطأ بت PM إلى التدهور في أداء ارتباط الاتصال بشكل أساسي بتأثيرات الضوضاء غير الخطية في أقسام التردد اللاسلكي لأنظمة الإرسال والاستقبال. تزداد تأثيرات مصادر الضوضاء أو التداخل هذه من خلال السلوك غير الخطي لمضخم قدرة التردد اللاسلكي المستخدمة في وضع HEMT أو MESFET للمرسل ومفتاح الإرسال. سيؤدي السلوك غير الخطي لترانزستورات التحكم إلى إدخال إشارات غير مرغوب فيها إلى الدائرة، مما يؤدي إلى إنشاء منتجات توافقية أو تشكيلية يمكن أن تؤثر سلبيًا على أداء النظام. في السنوات الأخيرة، ركزت عدة مجموعات جهودها على نمذجة الإشارات الصغيرة والكبيرة لم تحظ نمذجة خصائص التشويه والطاقة باستخدام التقنيات الجديدة باهتمام كبير. في هذه HEMT لأجهزة التحكم في الرسالة، بالإضافة إلى مقارنة الأداء لوظائف التحكم في الدوائر عالية التردد، خاصة لتطبيقات الاستهلاك العالي للطاقة، فإن خصائص التشويه غير الخطي والقدرة على المفاتيح القائمة على التقنيات الجديدة ستدرس.

الكلمات الرئيسية: قمر صناعي، جهاز إرسال، تعديل رقمي، محول (م ت)، قناة.

## Résumé

Ces dernières années, les systèmes de communication par satellite utilisant des schémas de modulation numérique, une capacité de canal importante, une puissance d'émission élevée et une sensibilité de récepteur extrêmement faible ont remis en question la linéarité des composants passifs. Même les produits d'intermodulation à très faible niveau générés par des commutateurs peuvent sérieusement dégrader l'efficacité d'un système. Un commutateur hyperfréquence de haute qualité est un élément clé d'un émetteur radiofréquence. Il est bien connu que si les amplificateurs d'émetteur et les fonctions de commutation auxiliaires ne sont pas extrêmement linéaires, la conversion de modulation d'amplitude (AM) vers AM et de modulation AM vers PM peut entraîner une sérieuse détérioration du taux d'erreur binaire (BER) et une augmentation de l'interférence inter-symbole (ISI).

La détérioration des performances de la liaison de communication est principalement liée aux effets de bruit non linéaire dans les sections RF des systèmes émetteurs et récepteurs. Les effets de ces sources de bruit ou d'interférence sont augmentés par le comportement non linéaire de l'amplificateur de puissance RF de l'émetteur et du commutateur d'émission.

Le comportement non linéaire des transistors MESFET ou HEMT utilisés dans un mode de commande entraînera l'introduction de signaux indésirables dans le circuit, créant des produits d'harmonique ou d'intermodulation pouvant nuire aux performances du système. Au cours des dernières années, plusieurs groupes ont concentré leurs efforts sur la modélisation de petits et de grands signaux des dispositifs de contrôle HEMT. La modélisation des propriétés de distorsion et de puissances utilisant les nouvelles technologies a reçu peu d'attention. Dans cette thèse, en plus de la comparaison des performances pour les fonctions de contrôle dans les circuits haute fréquence, en particulier pour les applications de forte consommation en puissance, les caractéristiques en puissance et de distorsion non linéaire des commutateurs basés sur les nouvelles technologies seront étudiées.

**Mots clés : Satellite, transmetteur, modulation numérique, commutateurs RF, HEMT, canal.**

**ABSTRACT**

In recent years, satellite communication systems using digital modulation schemes, large channel capacity, high transmit power, and extremely low receiver sensitivity have challenged the linearity of passive components. Even very low-level intermodulation products generated by switches can seriously degrade a system's efficiency. A high-quality microwave switch is a key part of a radio frequency transmitter. It is well known that if the transmitter amplifiers and auxiliary switching functions are not extremely linear, the conversion of amplitude modulation (AM) to AM and AM to PM modulation can lead to serious deterioration of the rate of transmission, bit error (BER) and increased inter-symbol interference (ISI).

The deterioration in the performance of the communication link is mainly related to the effects of nonlinear noise in the RF sections of the sending and receiving systems. The effects of these sources of noise or interference are increased by the non-linear behavior of the RF power amplifier of the transmitter and the transmit switch.

The nonlinear behavior of MESFET or HEMT transistors used in a control mode will cause unwanted signals to be introduced into the circuit, creating harmonic or intermodulation products that can adversely affect system performance. In recent years, several groups have focused their efforts on modeling small and large signals of HEMT control devices. Modeling of distortion and power properties using new technologies has received little attention. In this thesis, in addition to the performance comparison for control functions in high frequency circuits, especially for high power consumption applications, the power and nonlinear distortion characteristics of switches based on new technologies will be studied.

Keywords: **Satellite, transmitter, digital modulation, RF switches, HEMT, channel**

## Remerciement

La louange est à ALLAH. الحمد لله (Alhamdulillah).

Rien n'est accompli sans aide, soutien, conseils, encouragement, amour et soin des autres. J'ai la chance d'avoir de telles personnes autour de moi qui ont rendu mon parcours au cours de mes études doctorales fructueux, enrichissant et agréable.

Tout d'abord, je suis particulièrement redevable à mon directeur de thèse **Mohammed KAMECHE** directeur de recherche du centre de développement des satellites d'Oran , pour le soutien inconditionnel, les conseils précieux et la patience sans fin qu'ils m'ont généreusement fournis pendant mes recherches de thèse.

Mes sincères remerciements à monsieur **BENDIMERAD Fethi Tarek** professeur de l'Université de Tlemcen de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance.

Je remercie également monsieur **BEKHTI Mohammed**, directeur de recherche du centre de développement des satellites de m'avoir fait l'honneur d'examiner mon travail.

Mes sincères remerciements à monsieur **IRID Sidi Mohammed Hadj** maitre de conférences classe A l'Université de Tlemcen de m'avoir fait l'honneur d'examiner mon travail.

Mes sincères remerciements et ma profonde gratitude vont également à monsieur **Samir KAMECHE** professeur à l'université Abou-Bakr Belkaid Tlemcen pour ses conseils pratiques, son assistance et sa disponibilité.

J'exprime également ma gratitude à tous mes enseignants de l'université de Tlemcen qui ont contribué à ma formation scientifique et à tous les membres et collègues du laboratoire STIC qui continuent de donner l'exemple aux étudiants diplômés avec leur soif de connaissances et leur enthousiasme à les partager.

Merci à tout le personnel de la faculté de Technologie et plus spécialement ceux du bureau des servies de la post-graduation.

Enfin, un grand MERCI à ma famille, en particulier mes parents qui m'ont soutenu, encouragé et assisté tout au long de ma recherche doctorale. Ils ont été un soutien formidable pendant tous ces années, et je me considère très chanceuse de les avoir dans ma vie. Merci d'avoir fait de moi ce que je suis devenu.

Merci à mes sœurs, mon frère et sa femme sans eux je n'aurais jamais pu arriver aussi loin que je suis maintenant. Leurs amours et leurs soutiens infaillible m'ont grandement aidé à terminer ce doctorat, et je lui serai toujours reconnaissante.

Merci à tous mes amis d'avoir été toujours présent à mes côtés.

Merci à tous ceux et toutes celles qui de près ou de loin, m'ont permis de mener à bien cette thèse. Je suis intimement persuadé qu'ils se reconnaîtront sans qu'il soit nécessaire de les citer tous.

Pour les gens qui m'ont laissé séduire par la science, à tous ces magnifiques personnes et institutions: Merci beaucoup.

*« Ô Allah, enseigne-nous ce qui nous est bénéfique, et fais-nous profiter de ce que Tu nous as enseigné et rajoute-nous en science »*

# Table des Matières



Résumé en arabe.....	i
Résumé .....	ii
Abstract .....	iii
Remerciement.....	iv
Table des matières .....	v
Liste des figures .....	x
Liste des tableaux .....	xv
Listes des abréviation & acronymes.....	xvi
Introduction générale.....	2

## Chapitre I : Matériaux semiconducteurs à base de GaN

I.1 Introduction.....	5
I.2 Matériaux binaires nitrurés .....	5
I.2.1 Nitrure de gallium GaN.....	5
I.2.2 Propriétés structurales .....	6
I.2.3 L'effet de polarisation .....	7
I.2.4 Propriétés électriques .....	8
I.2.5 Propriétés optique .....	9
I.2.6 Propriétés thermique .....	9
I.2.7 Les avantage de GaN .....	10
I.3 Nitrure de bore BN .....	10
I.3.1 Propriété structural du BN .....	11
I.3.2 Propriétés électroniques et optiques .....	12
I.4 Nitrure d'Aluminium .....	13
I.4.1 Propriété électrique de AlN .....	13
I.4.2 Propriétés optiques de AlN .....	13
I.4.3 Avantage de AlN .....	14
I.5 Composés ternaires nitrurés .....	15
I.5.1 Nitrure de gallium-aluminium $Al_xGa_{1-x}N$ .....	15
I.5.1.1 Variation du gap d' $Al_xGa_{1-x}N$ en fonction de la fraction de mole x (Al) .....	16

I.5.1.2 Propriété électrique de $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ .....	17
I.5.2 Nitrure de gallium-bore ( $\text{B}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ ) .....	17
I.5.2.1 Propriété électrique de ( $\text{B}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ ) .....	18
I.5.2.2 Propriétés optique du ( $\text{B}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ ) .....	19
I .6 Conclusion .....	20
Références .....	21

## Chapitre II : Transistor à haute mobilité d'électron

II.1 Introduction .....	29
II.2 Bref histoire sur les transistors à effet de champ .....	29
II.3 Etude d'une hétérojonction .....	30
II.3.1 Formation de gaz électronique à deux dimensions (2DEG) .....	31
II.4 Transistor a haute mobilité d'électron (HEMT) .....	32
II.4.1 Caractérisation électrique du HEMT .....	35
II.4.1.1Caractéristique de sortie.....	35
II.4.1.2 Caractéristique de transfert .....	36
II.4.1.2.1 La transconductance ( $G_m$ ).....	37
II.4.1.2.2 Fréquence de transition et fréquence d'oscillation maximale.....	37
II.4.1.2.3 Facteur de bruit .....	38
II.4.1.2.4 Puissance de sortie .....	38
II.4.1.3 Schéma équivalent linéaire petit signal .....	39
II.4.1.3.1 Transconductance ( $G_m$ ) .....	40
II.4.1.3.2 Conductance de sortie ( $g_d$ ) .....	40
II.4.1.3.3 Capacités $C_{gs}$ .....	40
II.4.1.3.4 Capacités $C_{gd}$ .....	40
II.4.1.3.5 Capacités $C_{ds}$ .....	40
II.4.1.3.6 Retard de transconductance intrinsèque ( $\tau$ ) .....	41
II.4.1.3.7 Résistances de charge $R_i$ et $R_{gd}$ .....	41
II.4.2 Principaux défis de la technologie GaN HEMT .....	41
II.4.2.1 Les effets de piégeages .....	42
II.4.2.2 Gate-Lag .....	42
II.4.2.3 Drain-Lag .....	43
II.4.2.4 Effondrement de courant .....	43
II.4.2.5 Effet d'auto-échauffement et de dégradation des électrons chaud .....	44
II.4.2.6 L'effet de Kink .....	45
II.4.3 Les application de AlGaN/GaN.....	46
II .5 Conclusion .....	47

Références .....	49
------------------	----

**Chapitre III : Modélisation des transistors HEMT à base de technologies AlGaIn/GaN et AlGaIn /GaN/BGaIn**

III .1 Introduction .....	55
III.2 Le logiciel TCAD-SILVACO .....	55
III.2.1 ATLAS TCAD-SILVACO .....	55
III.2.2 ATHENA TCAD-SILVACO .....	56
III.2.3 DECKBUILD .....	56
III.2.4 TONYPLOT .....	56
III.3 Résultats de simulation .....	57
III.3.1 HEMTs à base de AlGaIn et GaN étudiés .....	57
III.3.2 Modèles physiques et matériels .....	59
III.3.3 Maillage de structures simulées.....	61
III.3.4 Dopage .....	62
III.3.5 Diagrammes de bandes d'énergie .....	62
III.3.6 Etude statique DC .....	63
III.3.6.1 Caractéristiques de sortie ( $I_{DS} - V_{DS}$ ) .....	63
III.3.6.2 Caractéristiques de transfert ( $I_{DS} - V_{GS}$ ) .....	65
III.3.6.3 Transconductance .....	67
III.3.6.4 La pente sous seuil et le courant Ion/Ioff .....	68
III.3.6.5 Le courant de fuite .....	70
III.3.6.6 Le DIBL .....	71
III.3.7 Etude dynamique AC .....	72
III.3.7.1 La fréquence de transition ( $F_t$ ) et la fréquence d'oscillation maximale ( $F_{max}$ ) .....	72
III.3.7.2 La stabilité de puissance de gain maximum (GMS) et le gain de puissance maximum disponible (GMA) .....	73
III.3.8 Influence de l'épaisseur de la couche barrière-arrière de BGaIn .....	74
III.3.8.1 Caractéristique de sortie et de transfert .....	74
III.3.8.2 Transconductance.....	75
III.3.8.3 La pente sous seuil et le courant Ion/Ioff .....	76
III.3.8.4 L'Abaissement de barrière induit par drain (DIBL) .....	78
III.3.8.5 Fréquence de transition et fréquence d'oscillation maximale .....	79
III.3.8.6 La stabilité de puissance de gain maximum (GMS) et le gain de puissance maximum disponible (GMA) .....	80



III.3.9 Modélisation linéaire du transistor HEMT .....	81
III.3.9.1 Adaptation du modèle Petit-Signal au HEMT .....	81
III.3.9.2 Détermination des éléments du schéma équivalent petit signal .....	81
III.3.9.3 Détermination des éléments extrinsèques .....	81
III.3.9.4 Détermination des éléments intrinsèques .....	83
III.3.9.5 Extraction du modèle petit-signal du transistor AlGa <sub>N</sub> / Ga <sub>N</sub> HEMT .....	85
III.3.9.6 Extraction du modèle petit-signal du transistor AlGa <sub>N</sub> / Ga <sub>N</sub> / BGa <sub>N</sub> HEMT .....	85
III.3.9.7 Modèle petit-signal du transistor HEMT à base de AlGa <sub>N</sub> Ga <sub>N</sub> / BGa <sub>N</sub> en fonction de l'épaisseurs de la couche barrière- arrière .....	86
III.4 Conclusion .....	87
Références .....	88

#### **Chapitre IV : Modélisation du commutateur SPST et SPDT à base de AlGa<sub>N</sub> / Ga<sub>N</sub> / BGa<sub>N</sub> HEMT**

IV.1 Introduction .....	91
IV.2 Généralité sur l'utilisation des HEMT dans la commutation .....	91
IV.3 Topologie des commutateur RF .....	92
IV.4 Les propriétés des commutateur RF .....	93
IV.4.1 Isolation .....	93
IV.4.2 Les pertes d'insertion .....	93
IV.4.3 les pertes de retour .....	94
IV.4.4 Distorsion harmonique et d'intermodulation .....	95
IV.4.5 Point de compression 1 dB .....	96
IV.5 Logiciel Advanced Design System .....	97
IV.5.1 Etude du commutateur SPST .....	98
IV.5.2 Etude du commutateur SPDT .....	102
IV.6 Simulation et modélisation grand signal du commutateur à base de HEMT .....	105
IV.6.1 le point de compression à 1dB .....	106
IV.6.2 Les points d'interception de distorsion du deuxième et du troisième ordre (IP <sub>2</sub> et IP <sub>3</sub> ) .....	107
IV.7 Conclusion.....	110
Références .....	111
Conclusion générale .....	114
Annexe .....	116

Productions scientifiques..... 117

# Liste des figures



## Chapitre I

- Figure I.1 : Structures cristallines de GaN (a) Blende de Zinc (b) Wurtzite .....6
- Figure I.2 : (a) Polarisation spontanée : structure wurtzite GaN à l'équilibre, (b) polarisation piézoélectrique : structure wurtzite GaN sous contrainte externe. ....7
- Figure I.3 : Champs de claquage pour différents matériaux semi-conducteurs avec une concentration de dopage de  $10^{16} \text{ cm}^{-3}$  en fonction de leur écart (à 300 K).....8
- Figure I.4: Diagramme schématique des structures cristallines fondamentales du nitrure de bore.....11
- Figure I.5: Diagramme schématique des structures cristallines fondamentales du nitrure de bore (cubique et wurtzite .....12
- Figure I.6: Structure de bande calculée de wurtzite AlN près du point  $\Gamma$ . À  $k \frac{1}{4} 0$ , le sommet de la bande de valence est divisé par le champ cristallin et le couplage en orbite de spin dans les états  $\Gamma 7v_{bm}$  (A),  $\Gamma 9v$  (B) et  $\Gamma 7v$  (C). Le signe  $\perp(l)(K)$  désigne la direction perpendiculaire (parallèle) à l'axe c de la couche épaisse d'AlN.....14
- Figure I.7 : Variation du gap dans  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ , en fonction de la mole Al.....16
- Figure I.8: Energie de gap en fonction des paramètres de maille avec représentation de composés nitrurés usuels (lignes droites) et des matériaux à base de nitrure de bore (lignes pointillées).....18
- Figure I.9: La résistivité électrique en fonction de la teneur en bore dans l'alliage  $\text{B}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  à température ambiante. Le tableau en incrustation montre la densité de porteurs et la dépendance de la mobilité avec la teneur en bore .....19

## Chapitre II

- Figure II.1 : Diagramme de bandes d'énergie de  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  et GaN avant contact .....30
- Figure II.2 : Diagramme de bandes d'énergie après contact de  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  et GaN (Hétérojonction)....31

Figure II.3: (a) Les électrons conducteurs se déplacent sous le champ électrique induit par la polarisation d'un côté à l'autre, pliant ainsi la bande d'énergie et laissant des charges positives fixes dans la couche d'AlGaN. ....	32
Figure II.3: (b) La bande d'énergie d'une hétérostructure AlGaN / GaN dopée n. Lors du contact avec une couche de GaN, les électrons s'écouleront du côté GaN, s'accumuleront à l'interface et formeront 2DEG.....	32
Figure II.4 : Structure d'un transistor HEMT.....	33
Figure II.5 : Caractéristique de sortie $I_{DS}-V_D$ .....	35
Figure II.6 : Caractéristique de transfert $I_{DS}(V_{GS})$ et transconductance d'un HEMT (Guilhem, 2012)....	37
Figure II.7: Schéma équivalent de petit signal du HEMT .....	39
Figure II.8 : schéma descriptif du mécanisme gate-lag ; 1) les piégeages de surface 2) le piégeage sous la grille.....	42
Figure II.9 : schéma descriptif du mécanisme drain-lag ; 1) les piégeages de surface 2) le piégeage du tampon.....	43
Figure II.10 Schéma descriptif de la région de champ électrique élevé d'un transistor HEMT .....	45
Figure II.11 : le phénomène d'auto-échauffement représenté dans la caractéristique de sortie.....	45
Figure II.12 : Augmentation anormale du courant $I_{DS}$ par effet de Kink qui dépend du dopage. ....	46
Figure II.13 : Characteristics and applications areas of AlGaN/GaN HEMT .....	47

## **Chapitre III**

Figure III.1 : Fichiers d'entrée et de sortie d'ATLAS grille .....	56
Figure III.2 : Structures des HEMTs à étudiées .....	58
Figure III.3 : La structure de AlGaN / GaN HEMT a) sans passivation et b) avec passivation. ....	58
Figure III.4 : maillage de la structure AlGaN/GaN HEMT.....	61
Figure III.5 : le dopage des deux structures. ....	62
Figure III.6: Diagramme d'énergie a) $Al_{0.26}Ga_{0.74}N / GaN$ HEMT , b) $Al_{0.26}Ga_{0.74}N / B_{0.02}Ga_{0.98}N / GaN$ HEMT.....	63

Figure III.7: Comparaison des caractéristiques de sortie simulées de AlGaIn/GaN/Si HEMT sans passivation avec celles obtenues par Gassoumi .M et al [2] (trait noir). .....	64
Figure III.8: Caractéristique de sortie simulée de AlGaIn/GaN HEMT sans passivation et avec passivation. ....	64
Figure III.9 : Courant drain-source ( $I_{DS}$ ) en fonction de la tension drain-source ( $V_{DS}$ ), pour différentes valeurs de tension grille-source ( $V_{GS}$ ). .....	65
Figure III.10 : caractéristique de transfert simulée de AlGaIn/GaN/Si HEMT sans passivation avec celle obtenue par Gassoumi .M et al [2] (trait noir). ....	66
Figure III.11: Caractéristique de transfert simulée de AlGaIn/GaN HEMT sans passivation et avec passivation. ....	66
Figure III.12 : Caractéristiques de transfert.....	67
Figure III.13: Transconductance $G_m$ en fonction de la polarisation grille-source $V_{GS}$ .....	68
Figure III.14 : Courants Ion et Ioff.....	69
Figure III.15 : Le courant de fuit.....	70
Figure III.16 : Le DIBL.....	71
Figure III.17 : la fréquence de transition ( $F_t$ ) et la fréquence d'oscillation maximale ( $F_{max}$ ) .....	72
Figure III.18 : La stabilité de puissance de gain maximum (GMS) et le gain de puissance maximum disponible (GMA) simulée.....	73
Figure III.19: Caractéristiques $I_{DS}$ - $V_{DS}$ pour une épaisseur de B GaN = 3,8 et 20 nm .....	74
Figure III.20 : Caractéristiques $I_{DS}$ - $V_{GS}$ pour une épaisseur de B GaN = 3,8 et 20 nm .....	75
Figure III.21 : Evolution de la transconductance pour une épaisseur de B GaN = 3,8 et 20 nm .....	76
Figure III.22 : Courant de fuite pour une épaisseur de B GaN = 3, 8 et 20 nm.....	77
Figure III.23 : Courant de commutation pour une épaisseur de B GaN = 3, 8 et 20 nm.....	77
Figure III.24 : Mise en évidence du DIBL pour une épaisseur de B GaN = 3, 8 et 20 nm .....	78
Figure III.25 : fréquence de transition pour une épaisseur de B GaN = 3, 8 et 20 nm.....	79
Figure III.26: fréquence d'oscillation maximale pour une épaisseur de B GaN = 3, 8 et 20 nm.....	79
Figure III.27: La stabilité de puissance de gain maximum (GMS) et le gain de puissance maximum disponible (GMA) simulée transition pour une épaisseur de B GaN = 3, 8 et 20 nm.....	80
Figure III.28 : Schéma équivalent du HEMT froid et pincé.....	82

Figure III. 29 : Processus d'extraction des éléments intrinsèques .....	84
---	----

## **Chapitre IV**

Figure IV.1 Modèle simple pour un HEMT dans la configuration du commutateur (a) état ON et (b) mode état OFF.....	91
Figure IV.2: Commutateur RF SPST .....	92
Figure IV.3: Commutateur RF SPDT.....	92
Figure IV.4: Commutateur RF DPDT .....	92
Figure IV.5: Commutateur RF SPnT où $n \geq 3$ . .....	93
Figure IV.6 : Ligne de transmission RF .....	94
Figure IV.7: Harmoniques d'une fréquence fondamentale.....	95
Figure IV.8 : Distorsion d'intermodulation de deuxième et troisième ordre .....	96
Figure IV.9 : Point de compression 1 dB. ....	97
Figure IV.10: Importation du modèle petit-signal du transistor HEMT sous ADS.....	98
Figure IV.11 : La structure proposée de commutateur SPST RF .....	99
Figure IV.12 : simulations de l'isolation du commutateur SPST HEMT à base de AlGaIn/GaN /BGaN HEMT avec $L_g=0.03\mu\text{m}$ .....	100
Figure IV.13: simulations des pertes d'insertion du commutateur SPST à base de AlGaIn/GaN /BGaN HEMT avec $L_g=0.03\mu\text{m}$ . ....	101
Figure IV.14 : simulations des pertes de retour du commutateur SPST à base de AlGaIn/GaN /BGaN HEMT avec $L_g=0.03\mu\text{m}$ .....	101
Figure IV.15: : Diagramme de commutateur SPDT à base de HEMT à base de AlGaIn/GaN /BGaN HEMT avec $L_g=0.03\mu\text{m}$ .....	102
Figure IV.16 : simulations de l'isolation du commutateur SPDT à base de AlGaIn/GaN /BGaN HEMT avec $L_g=0.03\mu\text{m}$ .....	103

Figure IV.17 : simulations des pertes d'insertion du commutateur SPDT à base de AlGaIn/GaN /BGaN HEMT avec $L_g=0.03\mu\text{m}$ .....	104
Figure IV.18 : : simulations des pertes de retour du commutateur SPDT à base de AlGaIn/GaN /BGaN HEMT avec $L_g=0.03\mu\text{m}$ .....	104
Figure IV.19 : Schéma de simulation du commutateur SPST pour le grand signal sous ADS .....	105
Figure IV.20: Schéma de simulation du commutateur SPDT pour le grand signal sous ADS. ....	106
Figure IV.21: Point de compression à 1 dB du commutateur SPST à base de AlGaIn/GaN /BGaN HEMT avec $L_g=0.03\mu\text{m}$ .....	106
Figure IV.22: Point de compression à 1 dB du commutateur SPDT à base de AlGaIn/GaN /BGaN HEMT avec $L_g=0.03\mu\text{m}$ .....	107
Figure IV.23 : Les points d'interception de distorsion IP2 et IP3 du commutateur SPST à base de AlGaIn/GaN /BGaN HEMT avec $L_g=0.03\mu\text{m}$ . ....	108
Figure IV.24 : Les points d'interception de distorsion IP2 et IP3 du commutateur SPDT à base de AlGaIn/GaN /BGaN HEMT avec $L_g=0.03\mu\text{m}$ . ....	108

# Liste des tableaux



Tableau I.1 : Principaux paramètres physiques des semiconducteurs GaN, AlN et BN. ....	15
Tableau III.1 : Paramètres géométriques et physique de HEMTs. ....	59
Tableau III.2 : paramètre de simulation .....	61
Tableau III.3 : Comparaison des résultats avec la littérature .....	74
Tableau III.4 : Comparaison des résultats des performances DC et AC pour des épaisseurs de barrière - arrière de BGaN 3nm ,8 nm et 20 nm .....	81
Tableau III.5: Eléments extrinsèques du circuit équivalent petit-signal du HEMT sans barrière. ....	85
Tableau III.6 : Eléments intrinsèques du circuit équivalent petit-signal du HEMT sans barrière.....	85
Tableau III.7: Eléments intrinsèques du circuit équivalent petit-signal du HEMT avec barrière BGaN. .....	85
Tableau III.8 : Eléments intrinsèques du circuit équivalent petit-signal du HEMT avec barrière BGaN .....	85
Tableau III.9 : comparaison des éléments intrinsèques et extrinsèque du circuit équivalent petit-signal HEMT sans barrière-arrière et avec barrière -arrière .....	86
Tableau III.10 : comparaison des éléments intrinsèques et extrinsèque du circuit équivalent petit-signal du HEMT avec barrière -arrière de BGaN avec des épaisseurs de 3 nm,8nm et 20 nm .....	87
Tableau IV .1 : Comparaison des résultats avec des travaux récent.....	109



# Liste des Abréviations & Acronymes



## **A**

Al : Aluminium

AlN : Nitrure d'Aluminium

AlGaN : Nitrure de Gallium-Aluminium

## **B**

B : Bore

b : Paramètre de courbure (Bowling parameter)

BAlN : Nitrure d'Aluminium-Bore

BGaN : Nitrure de Gallium-Bore

BN : Nitrure de Bore

## **C**

Cgs : Capacité grille-source

Cgd : Capacité grille-drain

Cds : Capacité drain-source

## **D**

dB : decibel (P en W)

dBm : decibel (P en mW)

DBR : Réflecteur de Bragg distribué

DEL : Diode Electroluminescente

## **E**

E : Champ électrique

Eg : Energie du gap

EJM : Epitaxie par jets moléculaires

ELO : Croissance par reprise d'épitaxie latérale

EPVH : Epitaxie en phase vapeur hydrure

EPVOM : Epitaxie en phase vapeur organométallique

## **F**

FET : Transistor à effet de champ

Ft : Fréquence de transition

Fmax : Fréquence d'oscillation maximale

## **G**

Ga : Gallium

GaN : Nitrure de Gallium

Ge : Germanium

Gm : Transconductance

GPa : Giga Pascal

GU : Gain en puissance

## **H**

HEMT : Transistor à Haute Mobilité Electronique

HFET : Transistor à effet de champ à hétérojonction

HCL : Acide chlorhydrique

## **I**

Ids : Courant drain-source

Igs : Courant drain-source

In : Indium

InN : Nitrure d'Indium

IR : Infrarouge

## **J**

JFET : Transistor à effet de champ à jonction

## **M**

MET : Microscope électronique à transmission

MESFET : Transistor à effet de champ à barrière Schottky

MOSFET : Transistor à effet de champ à grille isolée

m: Masse effective des porteurs

Mg : magnésium

mmgh : Millimètre de mercure

## **N**

N : Nitrure

NH<sub>3</sub> : Ammoniac

Ns : Densité d'électrons

## **P**

P : Polarisation

PDA : Assistants numériques personnels

PL : Spectre de photoluminescence

Psp : Polarisation spontanée

Ppz : Polarisation piézoélectrique

## Q

q : Charge d'électrons

## R

RF : radio fréquence

RHEED : Diffraction d'électrons à haute énergie

## S

SHE : Effet d'auto-échauffement (Self-Heating)

Si : Silicium

SiC : Carbure de Silicium

SiH<sub>4</sub> : Hydrures

Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> : Nitrure de Silicium

SPST : Single port single throw

SPDT : Single port double throw

## T

THz : Téraherz

Ti : Titane

## V

V<sub>ds</sub> : Tension drain-source

V<sub>gs</sub> : Tension grille-source

V<sub>th</sub> : Tension de seuil

V<sub>sat</sub> : Vitesse de saturation

V<sub>knee</sub> : Tension de coude

V<sub>BR</sub> : Tension de claquage (Breakdown voltage)

## Y

Y : matrice admittance en régime petit signal

Y<sub>2</sub>O<sub>3</sub> : Oxyde d'yttrium

## Z

ZnO : Oxyde de Zinc

ZCE : Zone de Charge d'Espace

$\sigma$  : Densité de charge

$\varepsilon_0$  : Permittivité du vide

$\varepsilon_r$  : Permittivité relative

$\mu_n$  : Mobilité des électrons



# **Introduction générale**



## *Introduction générale*

Le siècle dernier a vu une évolution impressionnante dans les domaines de la science et de la technologie liés à tous les aspects de notre vie tels que l'automobile, les télécommunications le divertissement, les questions médicales, confort et sécurité, grâce à la révolution des appareils micro et nanoélectroniques. En particulier, Une progression quasi-exponentielle des semi-conducteurs et une miniaturisation associée ont été observées.

Les commutateurs radiofréquences (RF) sont considérés comme l'un des composants les plus importants des interfaces RF dans les systèmes de communication. Les commutateurs RF et micro-ondes acheminent les signaux à travers des voies de transmission avec un haut degré d'efficacité. Pour des raisons pratiques de fonctionnement du système, un commutateur doit avoir les caractéristiques de faible perte d'insertion et d'une isolation élevée. La perte d'insertion est le paramètre le plus critique pour un concepteur, car elle peut s'ajouter directement à la figure de bruit du système.

Diverses approches de conception et de mise en œuvre ont été adoptées pour les commutateurs selon les types d'applications. Les HEMT à base de la technologie GaN ont présenté des performances attractives et remarquables dans des applications de hautes fréquences. En effet, dans le travail de KAMECHE et al [1] les performances de commutateur HEMT à base de InP-GaAs et GaN ont été discutées. Ces résultats de AlGaIn/GaN HEMT ont montré qu'à 275 GHz, le commutateur a pu atteindre une isolation de 11dB et une perte d'insertion de 0,7 dB. Les progrès de la technologie GaN HEMT ont fait du GaN un concurrent dans l'armée et les marchés commerciaux des satellites, les amplificateurs de puissance et commutateur RF exigeant fiabilité, linéarité, densité de puissance et efficacité énergétique (Damian et Gelerman 2012).

Par conséquent, avant la commercialisation à grande échelle de GaN HEMT, la fiabilité doit être pleinement démontrée et des recherches supplémentaires sont nécessaires pour améliorer technologie de l'appareil, épitaxie, conception et autres facteurs limitant les performances.

Dans ce contexte, cette thèse se focalisera sur la modélisation et la simulation des commutateurs RF à base des composants semi-conducteurs :

- ❖ L'évaluation de la fiabilité des HEMT GaN par la simulation des performances DC et AC de HEMT à base de AlGaIn/GaN et la comparaison des performances avec un HEMT avec une couche arrière de nitrure de bore (BGaN). L'objectif principal améliorer les caractéristiques dynamiques et statiques du composant HEMT qui se présente par le courant de drain maximal, la fréquence maximale et réduire le courant de fuite de la grille en induisant une couche de barrière de BGaN sous le canal. Cette couche va permettre de réduire efficacement les fuites d'électrons du canal vers le substrat .

- ❖ Simulation et modélisation des performances des commutateurs RF. Cette contribution consiste à améliorer les caractéristiques du commutateur RF qui se présente par l'isolation, les pertes d'insertion, les pertes de retour, point de compression à 1dB et les points de distorsion de 2<sup>ème</sup> et 3<sup>ème</sup> ordre en implémentant le HEMT à base de AlGaIn/GaN/BGaIn avec  $L_g=30\text{nm}$  conçu dans cette thèse.

### ➤ Organisation de la thèse

La thèse se partage sur quatre chapitres :

Le chapitre I, un état d'art sera présenté. On va souligner les principales propriétés électriques, thermiques et optiques des matériaux binaires nitrurés comme GaN, AlN, InN ainsi que les matériaux ternaires nitrurés comme AlGaIn et BGaIn. Ces matériaux présentés seront utilisés dans les transistors qui seront conçus dans cette thèse.

Le chapitre II, Nous allons présenter le développement du transistor à haute mobilité d'électron (HEMT). D'abord, on va élaborer par une brève histoire sur les transistors à effet de champs après, nous définirons le principe de l'hétérojonction qui est la base des dispositifs électroniques conçus pour les applications de haute fréquence et de grande puissance. Ensuite, Nous présenterons la structure du HEMT, son principe de fonctionnement et ses caractéristiques électrique. En plus ailleurs, les principaux défis de la technologie de HEMT qui se représente dans les phénomènes de pièges, les effets d'effondrement de courant, le phénomène d'auto-échauffement seront décrits. Finalement les applications du HEMT seront présentées.

L'objectif de chapitre III sera basé sur la simulation des transistors à haute mobilité électronique AlGaIn/GaN et AlGaIn /GaN/BGaIn. Il s'agit de comparer les performances dynamique et statique de deux transistors. Pour cela, nous utiliserons le logiciel de simulation SILVACO.

L'outil de simulation TCAD SILVACO utilisé dans la thèse sera présenté. Par suite nous concevrons les deux structures des transistors et nous présenterons les résultats obtenus et leurs interprétations.

Nous finirons par le chapitre IV. Ce chapitre sera dédié pour les commutateurs RF. En premier, nous présenterons les théories des commutateurs RF et leurs topologies. Ensuite, nous intégrerons le HEMT conçu dans le chapitre précédant à base de AlGaIn/BGaIn/GaN HEMT dans deux topologies de commutateur SPST et SPDT. Les résultats et leur interprétation seront présentés par de suite.

### Références:

[1] 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.



# **Matériaux Semiconducteurs à base de GaN**





## I.1 Introduction

Les nitrures du groupe d'éléments III constituent l'une des familles de semi-conducteurs les plus appropriées pour les dispositifs électroniques et optoélectroniques. Le système d'alliage III-nitride a un intervalle de bande interdite le plus large de tous les semi-conducteurs composés, allant de 6,2 eV pour le nitride d'aluminium (AlN) à 0,7 eV pour le nitride d'indium [1]. Ainsi, les matériaux nitrurés du groupe III sont utilisés pour des applications optoélectroniques de la région proche infrarouge à la région spectrale ultraviolette profonde [2]. De plus, ils peuvent fonctionner à des températures élevées et dans des environnements hostiles, ce qui leur donne la possibilité d'utilisation dans des systèmes spatiaux et nucléaires où les technologies Si et GaAs ne sont pas compétitives [2].

L'histoire de la recherche sur les nitrures du groupe III remonte à environ 100 ans. Pourtant, il a fallu des années pour s'intéresser à la recherche. En 1970, un progrès significatif dans la recherche sur le GaN a été effectuée par la croissance de couches épitaxiales de GaN sur des substrats en saphir, en utilisant l'épitaxie en phase vapeur hydruure (EPVH), l'épitaxie en phase vapeur organométallique (EPVOM) et l'épitaxie par faisceau moléculaire (MLE) [3]. Le profit de ces méthodes de croissance est la possibilité de réaliser un dopage de type p qui a initié l'apparition des diodes laser, LED violettes à jaunes et des LED UV [4].

Un effort complémentaire a permis l'évolution du transistor à haute mobilité électronique (HEMT) basés sur des hétérojonctions à base de nitride et diverses études ont été dédiées à l'application de ces matériaux dans les dispositifs électroniques radiofréquences (RF). [5]

Dans ce chapitre, nous allons aborder l'élaboration et toutes les propriétés des matériaux binaires et ternaires tels que GaN, AlN, BN, AlGaIn et B<sub>0.5</sub>Ga<sub>0.5</sub>N.

## I.2 Matériaux binaires nitrurés

### I.2.1 Nitride de gallium GaN

Les semi-conducteurs à large bande interdite en nitride de gallium ont attiré beaucoup d'attention, grâce à leurs nombreuses propriétés matérielles, ce qui les rend parfaitement adaptés aux applications hautes puissances et hautes fréquences. Ces propriétés comprennent une bande interdite de 3,4 eV [6], soit plus de trois fois à celle du Si. Cette grande bande interdite donne la capacité pour résister à des champs électriques élevés (GaN à un champ électrique de claquage de 3,3 MV/cm), un fonctionnement à des températures élevées, et permet de répondre à des applications à haute densité de puissance à la fois dans le commercial et le domaine militaires [7, 8]. Ainsi, une grande mobilité électronique permet d'atteindre des vitesses de saturation plus élevées ( $2.7 \cdot 10^7$  cm/s) et une fréquence de fonctionnement plus importante [6]. De plus, la haute stabilité mécanique /thermique associée à une bonne conductivité thermique pour la dissipation de la chaleur, essentiellement pour les composants et les circuits sur substrat SiC, qui peuvent fonctionner à des températures et des puissances plus élevées. Le nitride de gallium offre aussi la possibilité d'effectuer des hétérojonctions

avec le BN et l'AlN, qui permet par conséquent la fabrication des transistors à haute mobilité électronique (HEMTs).

## I.2.2 Propriétés structurales

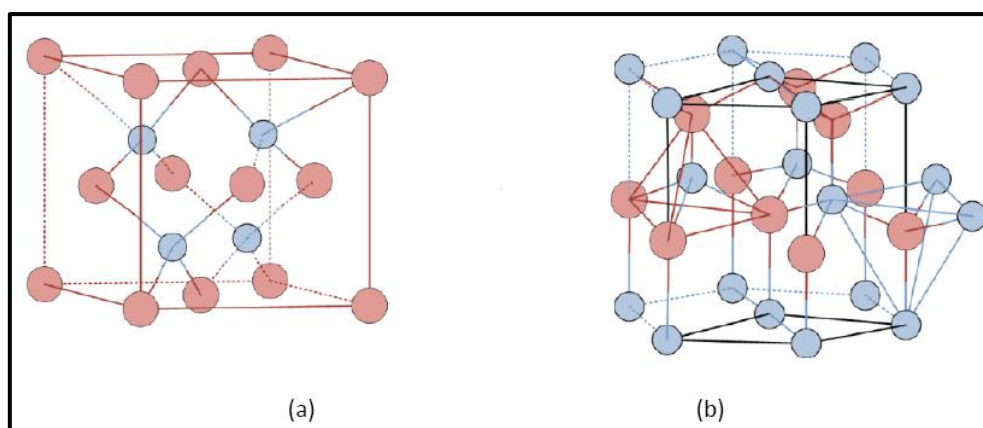
Le groupe des nitrides III (AlN, GaN et InN), peut être cristallisé en fonction des conditions de croissance et de l'orientation cristallographique du substrat en trois structures cristallines. Wurtzite (WZ) selon un réseau hexagonal de Bravais [9], zinc-blende (ZB) avec un réseau cubique et des structures cristallines de sel gemme (RS) [10].

### a) La structure blende de zinc

La structure ZB est caractérisée pour une bande interdite plus petite et une mobilité électronique plus élevée [11]. Cette structure est formée de deux sous réseaux cubiques à faces centrées comprenant chacun un type d'atome décalé d'un quart par rapport à la diagonale de la maille. Bien que ce soit le polytype thermodynamiquement métastable de GaN.

### b) La structure wurtzite

La structure en wurtzite est la structure la plus stable à température et pression ambiantes [12,13] avec une énergie plus faible à l'état sans contrainte [14]. De plus, la polarisation piézoélectrique qui a un impact important sur la densité de charge et la distribution des champs électriques dans le matériau [15]. La structure en wurtzite possède également un très grand champ de polarisation spontanée en raison de l'ionicité des liaisons covalentes et la faible symétrie d'inversion des wurtzites (les atomes d'azote hautement électronégatifs et les atomes de gallium moins électronégatifs) qui peuvent être exploités pour créer des 2DEG (gaz d'électrons bidimensionnels) à haute densité aux hétéro-interfaces III-N [16]. Le réseau wurtzite est hexagonal avec une base de quatre atomes, deux atomes d'azote et deux atomes de gallium (voir figure I.1).

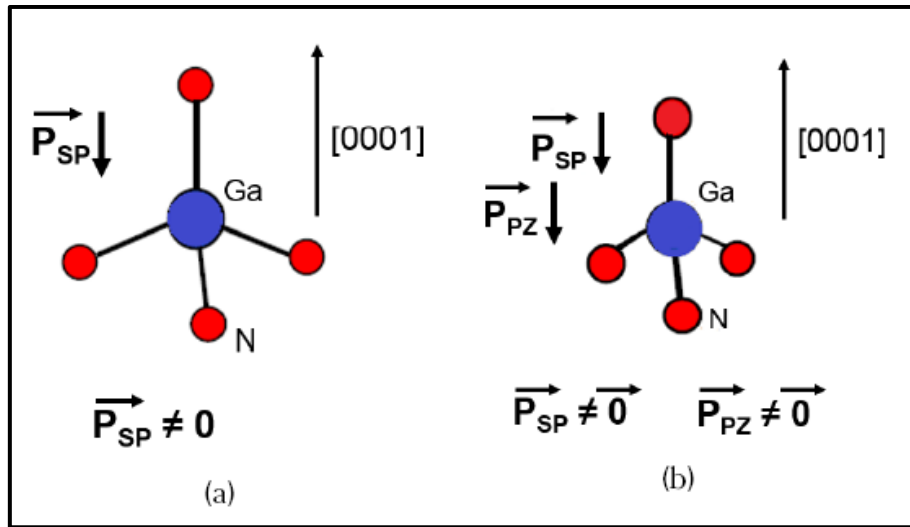


**Figure I.1** : Structures cristallines de GaN (a) Blende de Zinc (b) Wurtzite [16].

### I.2.3 L'effet de polarisation

La structure cristalline des nitrures III entraîne une polarisation spontanée (PSP) qui apparaît dans les deux couches [17, 18]. Cela est dû à la forte différence d'électronégativité de l'azote et du gallium. Le second champ de polarisation dit polarisation induite par déformation ou piézoélectrique (PPE) apparaît sur GaN, AlN ou AlGaIn lorsque le matériau est contraint.

La polarisation totale est donc la somme de deux contributions ; la polarisation spontanée existant à l'équilibre et la polarisation piézoélectrique existant sous contrainte externe, comme illustré dans la figure I.2.



**Figure I.2 :** (a) Polarisation spontanée : structure wurtzite GaN à l'équilibre, (b) polarisation piézoélectrique : structure wurtzite GaN sous contrainte externe [19].

La PPE de polarisation piézoélectrique peut être exprimé comme suit [19] :

$$PPE = 2 \left( \frac{a-a_0}{a_0} \right) (e_{13} - e_{33} \frac{C_{13}}{C_{33}}) \quad (I.1)$$

$\left( \frac{a-a_0}{a_0} \right)$  représente la déformation dans le plan,  $a$  est la constante de réseau résultante induite par la déformation appliquée,  $a_0$  est la constante de réseau intrinsèque du matériau,  $e_{13}$ ,  $e_{33}$  sont les coefficients piézoélectriques et  $C_{13}$  and  $C_{33}$  sont des constantes élastiques.

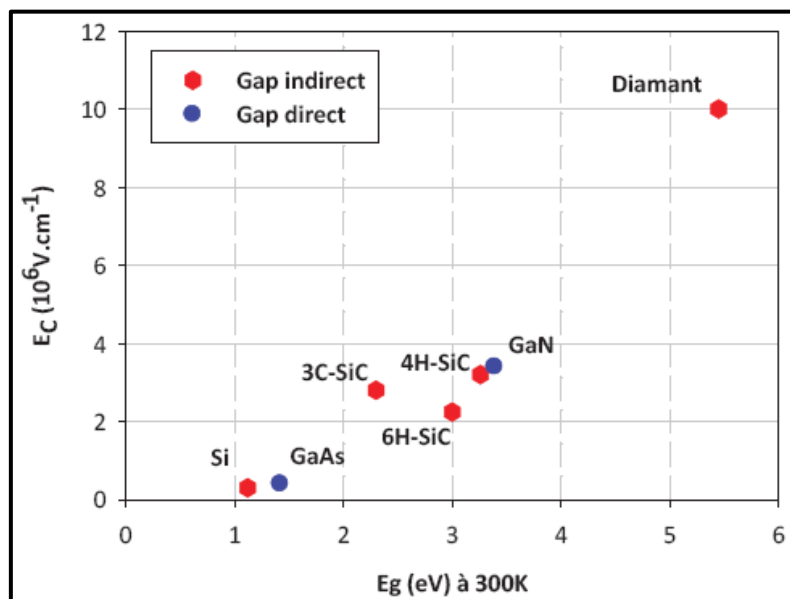
La direction de la polarisation piézoélectrique dépend du signe de  $(a - a_0)$ . L'PPE est toujours négatif pour les couches sous contrainte de traction ( $a > a_0$ ) et positif pour les couches sous contrainte de compression ( $a < a_0$ ). Les polarisations spontanées et piézoélectriques sont parallèles les unes aux autres pour les couches soumises à des contraintes de traction et sont antiparallèles pour les couches soumises à des contraintes de compression. Les effets de la polarisation spontanée et piézoélectrique sont utilisés pour augmenter la concentration des porteurs dans les HEMTs à base du GaN.

### I.2.4 Propriétés électriques

Les structures hexagonales et cubiques ont une bande interdite de 3,43 eV et 3,20 eV, respectivement à 300 K. Cette formule nous donne un écart de 3,424 eV pour le GaN hexagonal à une température de 300 K.

Une large bande interdite est généralement associée à une faible concentration intrinsèque de porteurs, mais non intentionnellement dopé. GaN est toujours dopé de type n et la densité électronique peut varier de  $10^{16}$  à  $10^{19}$  at.cm<sup>-3</sup> selon les conditions de croissance [20]. Comme indiqué précédemment, une autre caractéristique très importante de l'électronique de puissance est le champ électrique de claquage puisque ce paramètre influencera directement le biais maximal durable du composant.

Plus sa valeur est élevée, plus il sera facile d'élaborer des dispositifs avec des niveaux de dopage élevés et une taille réduite, avec l'avantage qu'une résistance à la traction plus faible [21]. Le champ de claquage théorique du GaN est comparé à celui des autres semi-conducteurs de la figure I.3.



**Figure I.3** : Champs de claquage pour différents matériaux semi-conducteurs avec une concentration de dopage de  $10^{16}$  cm<sup>-3</sup> en fonction de leur écart (à 300 K) [2].

Nous pouvons voir que les matériaux à large bande interdite ont un champ de claquage supérieur par rapport au GaAs et Si. La principale différence entre la mobilité en GaAs et GaN est liée à la différence dans la masse effective des porteurs, qui est plus élevée en GaN, mais cela la supériorité apparente de GaAs sur GaN n'est plus valable sous un régime de champ électrique élevé. En conséquence, la saturation de la vitesse des électrons est atteinte beaucoup plus tard, c'est pourquoi le GaN peut être utilisé à des tensions élevées.

### I.2.5 Propriétés optiques

Les propriétés optiques dans les semi-conducteurs se basent sur des transitions électroniques entre les niveaux de la bande de conduction avec la bande de valence. Ces transitions à la possibilité d'être directes ou indirectes, et peuvent impliquer des interactions entre les niveaux énergétiques et les paires électron-trou à cause des défauts ou des impuretés. Les propriétés optiques sont liées énormément de l'échantillon lui-même [21].

Pour la conception des structures des dispositifs d'optoélectroniques, la connaissance de son indice de réfraction est nécessaire. IL a été mesuré par ellipso-métrie spectroscopique, réflectivité, transmission ou encore luminescence dans la gamme du visible et l'infrarouge.

La valeur de la partie réelle de l'indice de réfraction s'exprime de la manière suivante, cependant sa partie imaginaire est négligeable.

$$n = \left[ 1 + \frac{A}{E_0^2 + E^2} \right] \quad (I.2)$$

Avec :

E : l'énergie de la source lumineuse

A = 385 et  $E_0 = 9$  eV.

En général, l'indice de réfraction varie entre 2,1 et 1900 nm [22].

### I.2.6 Propriétés thermiques

Le nitrure de gallium (GaN) est défini par la conductivité thermique et la dilatation thermique.

#### a) La conductivité thermique

La conductivité thermique, l'inverse de la résistance thermique, est déterminée par divers processus physiques et caractéristiques des matériaux. Pour les semi-conducteurs relativement purs et les températures bien inférieures au point de fusion du ou des matériaux, la chaleur générée est conduite presque exclusivement par des vibrations de réseau / phonons [23]. La conductivité thermique est souvent obtenue par des différents types d'échantillons. Sichel et al [24] et Porowski et al [25] ont utilisé une couche mince sur un substrat de saphir par la méthode MVPE et monocristaux de GaN. Par suite la concentration forte en impuretés de l'échantillon ( $10^{18}\text{cm}^3$ ) [26], les valeurs obtenues de la conductivité thermique K sont 1,7W/cm.K et 1,3W/cm.K respectivement. La valeur acquit sur la couche mince est inférieure aux calculs théoriques de Slack [27], qui est de 1,7W/cm.K approximativement.

#### b) La dilatation thermique

Elle est déterminée en fonction de la variation de la densité d'un solide avec la température. Dans un semi-conducteur, la dilatation thermique dépend de sa microstructure et sa stœchiométrie, de la

concentration en porteurs libres et de la présence de défauts étendus. Les mesures doivent être réalisées sur monocristaux afin d'obtenir des résultats cohérents [26,28]. Il est important de connaître la valeur du coefficient de dilatation thermique pour la conception des dispositifs électroniques.

### **I.2.7 Les avantages de GaN**

En termes de matériaux semi-conducteurs à large bande interdite et à haute densité de puissance, le GaN reste un concurrent important dans les applications spatiales où l'efficacité énergétique est un paramètre crucial. Le GaN est un semi-conducteur à bande interdite directe III-V binaire et ses propriétés électriques le rendent idéal pour les dispositifs optoélectroniques destinés pour les applications haute puissance et haute fréquence. Généralement, les technologies GaN sont placées sur des substrats en SiC pour améliorer encore leurs capacités de distribution et de dissipation de la chaleur (conductivité thermique) (Runton et al. 2013) [28]. Le GaN offre une densité de puissance supérieure à celle du GaAs et du SiGe, ce qui lui permet de dissiper efficacement la chaleur tout en fonctionnant dans les gammes supérieures de GHz en raison de sa grande mobilité électronique. De plus, il présente des fréquences de coupure élevées dans la gamme de 200 GHz et a une tension de claquage relativement élevée (environ 100 V et plus). Un champ de claquage électrique plus élevé et une densité de dopage plus élevée dans le GaN se traduisent essentiellement par une largeur réduite de la région de dérive, réduisant sa taille et augmentant efficacement sa densité de puissance (Han et al. 2009) [29]. Ces caractéristiques ouvrent également de nouvelles opportunités, non seulement pour les applications militaires telles que le radar et l'électromagnétique, mais également dans les applications de communications spatiales.

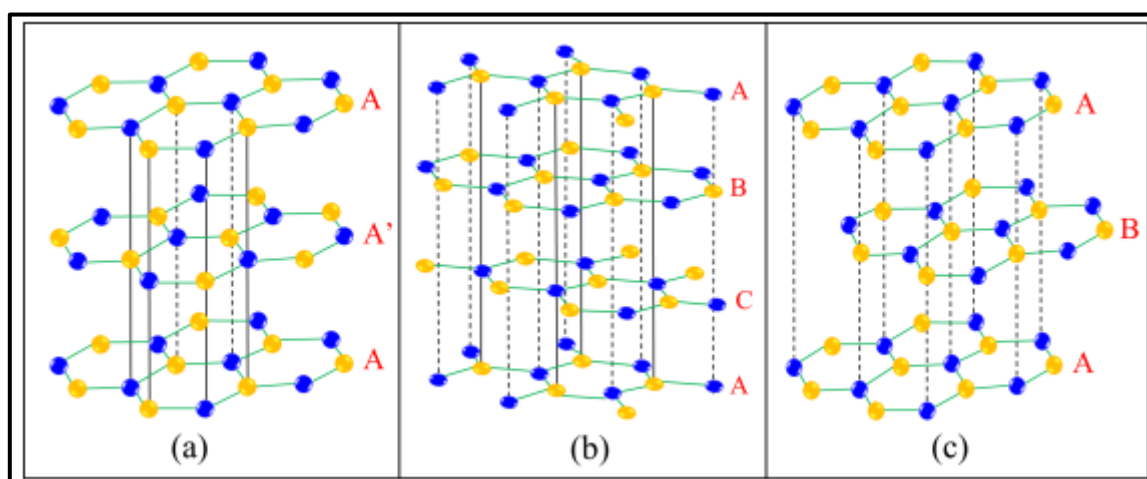
### **I.3 Nitrure de bore BN**

De nos jours, de nombreuses méthodes ont été utilisées pour synthétiser le nitrure de bore sous différentes formes (poudre, nanotube, cristal en bulk). Bien que le BN soit utilisé dans l'industrie depuis longtemps en corrélation avec ses propriétés physiques macroscopiques intéressantes. L'intérêt d'en comprendre la raison plus intimement, c'est-à-dire d'un point de vue mécanique plus quantique, n'est que très récent [30].

Le nitrure de bore est un composé binaire III-V (il se compose d'un nombre égal de deux atomes légers : Bore ( $Z = 5$ ) et azote ( $Z = 7$ )). Le nitrure de bore est souvent appelé « graphite blanc » car il s'agit d'un matériau lubrifiant ayant la même structure hexagonale lamellaire que le graphite de carbone. Contrairement au graphite, le BN est un très bon isolant électrique. Il offre une conductivité thermique très élevée et une bonne résistance aux chocs thermiques. Le BN est stable dans des atmosphères inertes et réductrices jusqu'à 2000 ° C, et dans des atmosphères oxydantes à 850 ° C [31].

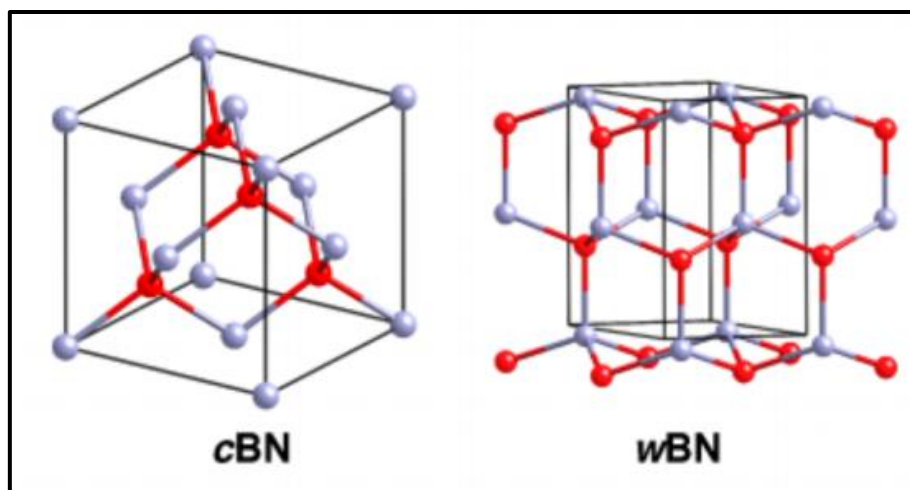
### I.3.1 Propriété structural du BN

Le BN sort sous quatre phases cristallines principales : cubique (c-BN), wurtzite (w-BN), rhomboédrique (r-BN) et hexagonale (h-BN). Sur la figure I.4 sont reproduits les empilements atomiques de bore et des atomes d'azote qui conduisent à ces dispositions structurales [30]. Leurs propriétés générales entre eux sont d'excellentes stabilités thermiques, chimiques et de larges bandes interdites ( $> 5\text{eV}$ ) [32]. Cependant, en raison des différences dans l'arrangement des atomes, chacun de ces quatre les phases du BN ont des propriétés et des caractéristiques individuelles. Parmi ceux-ci, c-BN et h-BN sont les plus intéressants des quatre.



**Figure I.4:** Diagramme schématique des structures cristallines fondamentales du nitrure de bore : (a) h-BN en empilement AA', (b) r-BN avec empilement ABC, et (c) BN en empilement AB [33].

Les deux structures c-BN et w-BN sont des cristaux coordonnés quadruples avec un tétraèdre  $AB_3$  parfait pour cristal cubique et une distorsion d'une liaison pour former une pyramide trigonale dans le cas de la wurtzite cristal. La phase cubique du BN est similaire à celle du diamant mais les cristaux sont plus durs, la phase wurtzite de BN est métastable et donc de très faible intérêt. Les orbitales (2s) d'atomes de bore et les trois orbitales d'azote (2p) s'hybrident sous le schéma de quatre orbitales ( $sp^3$ ) dans le cas de ces cristaux [34].



**Figure I.5:** Diagramme schématisant des structures cristallines fondamentales du nitrure de bore (cubique et wurtzite) [35].

### I.3.2 Propriétés électroniques et optiques

Plusieurs méthodes physiques et chimiques ont été développées pour ajuster la bande interdite. La modification de la bande interdite par des déformations radiales techniques dans des nanotubes de nitrure de bore a été étudiée par Kim et al [36]. Les résultats de leurs études illustrent que les déformations radiales des nanotubes de nitrure de bore dues à des pressions transversales d'environ 10 GPa diminuent leur bande interdite de 5 à 2 eV. L'effet géant de Stark (modification du gap en présence d'un champ électrique transverse) sur la réduction significative de la bande interdite par un champ électrique transversal local a été prouvé expérimentalement par Ishigamin et al [37]. Golberg et al [38] ont rapporté une amélioration importante des propriétés électriques et d'émission de champ des nanotubes de nitrure de bore en dopant les nanotubes avec des éléments en carbone [31].

Les propriétés piézoélectriques ont été théoriquement prédites par Nakhmanson et al. [39]. Les émetteurs de champ basé sur le nanotube de nitrure de bore sont résistants à l'oxydation après recuit thermique à 600 °C dans l'air [40]. Les nanotubes de nitrure de bore (BNNT) recuits thermiquement ont une densité de courant d'émission maximale élevée de 8,39 mA/cm<sup>2</sup> avec une stabilité d'émission forte ce qui rend les matériaux prometteurs pour les dispositifs à émission de champ [41].

Le seuil d'absorption optique apporte une valeur du gap optique, ce dernier a été évalué entre 5,8 et 5,9 eV. Des mesures de cathodoluminescence effectuées sur des tubes individuels multi feuillets ont prouvé que le gap approche de 6 eV de plus que la luminescence liée au gap est de nature excitonique [42]. Enfin, toutes ces recherches ont prouvé que les nanotubes du nitrure de bore sont des semiconducteurs à grand gap. La valeur de ce dernier est comprise entre 5,5 et 6 eV. Cependant, il est difficile d'attribuer une valeur précise à cette bande interdite.



## I.4 Nitrure d'Aluminium AlN

Le développement de AlN matériaux a été largement stimulé par la demande d'un matériau à haute conductivité thermique qui est également un isolant électrique. Cette combinaison est destinée à des applications telles que les substrats et les boîtiers dans les circuits hybrides, l'électronique de puissance ou les tubes micro-ondes. Dans les matériaux céramiques commerciaux AlN, la teneur en phases secondaires telles que le verre ou les additifs de frittage cristallisés est toujours inférieure à 2–3% en volume. La voie de production commerciale de la poudre d'AlN implique principalement la carbonituration d' $\text{Al}_2\text{O}_3$ . Les problèmes avec cette réaction sont les températures élevées impliquées et le fait que toutes les impuretés dissoutes dans le carbone ou dans l'alumine ont tendance à contaminer le produit final en poudre AlN [43]. De l'oxygène et du carbone résiduels provenant d' $\text{Al}_2\text{O}_3$  et de carbone n'ayant pas réagi peuvent également être trouvés dans la poudre finale. Les poudres AlN sont densifiées par frittage sans pression ou pressage à chaud. Le mécanisme de frittage pendant la densification par frittage sans pression est influencé par la formation d'adhésifs en fusion et par la re-précipitation en solution de l'AlN. La mobilité et la densité des lacunes du réseau sont des facteurs majeurs dans la détermination du taux de densification lors du pressage à chaud [43].

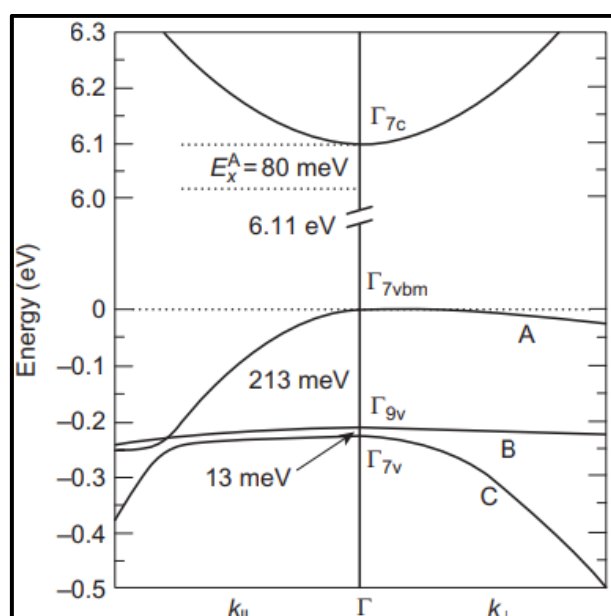
### I.4.1 Propriété électrique d'AlN

Le nitrure d'aluminium est le semi-conducteur composé du groupe III – V avec une structure stable en wurtzite (WZ), et la transformation de la phase wurtzite en sel gemme se produit à une pression aussi élevée que 22,9 GP [44]. La grande bande interdite ( $\sim 6,2$  eV) fait de l'AlN un matériau idéal pour les applications optoélectroniques dans la région spectrale des ultraviolets profonds (UV). L'AlN a un coefficient piézoélectrique élevé ( $d_{33} = 5,3$  dans le sens longitudinal), une résistivité électrique élevée ( $10^{11}$ – $10^{14}$   $\Omega$  cm) et une vitesse élevée des ondes acoustiques sonores ( $> 5500$  m / s), ce qui en fait un excellent matériau piézoélectrique pour les micro- applications des systèmes électromécaniques (MEMS). Les propriétés physiques inhérentes à l'AlN telles que sa micro-dureté extrêmement élevée ( $\sim 20$  GPa), sa conductivité thermique élevée (320 W/m K) et sa bonne stabilité chimique permettent ses applications étendues dans des conditions agressives. Les techniques de croissance courantes pour les films en AlN sont le MOCVD [45], l'épitaxie par faisceau moléculaire assisté par plasma (PAMBE) [46], le dépôt laser pulser (PLD) [46] et la pulvérisation magnétron réactive (RMS) [48], sur les substrats de saphir, de silicium et de 6H-SiC.

### I.4.2 Propriétés optiques de AlN

Les propriétés optiques fondamentales de l'AlN sont complètement différentes de celles du GaN et des autres semi-conducteurs en wurtzite (WZ). Les propriétés optiques des nitrures sont principalement déterminées par la structure de la bande près du centre de la zone de Brillouin ( $k=0$ ). Au point  $\Gamma$ , AlN a une bande de conduction ( $\Gamma_7c$ ) et des bandes de valence ( $\Gamma_7v_{bm}$ ,  $\Gamma_9v$ ,  $\Gamma_7v$ ) [49]. Parce que sa structure est anisotrope le long et perpendiculaire à la direction de l'axe c, il en résulte une

division du champ cristallin ( $\Delta CF$ ) des bandes de valence (VB). La structure de bande calculée près du point  $\Gamma_v$  de WZ AlN avec une bande interdite directe est représentée sur la figure I.6 [49].



**Figure I.6:** Structure de bande calculée de wurtzite AlN près du point  $\Gamma$ . À  $k \perp 0$ , le sommet de la bande de valence est divisé par le champ cristallin et le couplage en orbite de spin dans les états  $\Gamma_{7vbm}$  (A),  $\Gamma_{9v}$  (B) et  $\Gamma_{7v}$  (C). Le signe  $\perp(\parallel)$  (K) désigne la direction perpendiculaire (parallèle) à l'axe c de la couche épaisse d'AlN [49].

Dans la structure des bandes d'AlN, la dégénérescence des bandes de valence de type p au point est levée à la fois par la séparation du champ cristallin non cubique et la séparation de l'orbite de spin, résultant en trois bandes de valence au centre de la zone de Brillouin. La valeur  $E_g$  de AlN a été étudiée pour la première fois dans les années 1970. Par exemple, Yim et al. [50] ont rapporté  $E_g = 6,2$  eV à 300 K et Perry et Rutz [51] ont rapporté  $E_g = 6,28$  eV à 5 K au moyen de mesures d'absorption optique. La plupart des études sur les transitions d'excitons près du bord de la bande (NBE) dans l'AlN ont été réalisées par des calculs théoriques en raison de la difficulté de faire croître des cristaux d'AlN de haute qualité. La division du champ cristallin obtenue de la bande de valence a été diffusée de -58 à -244 meV tandis que la séparation spin-orbite était généralement d'environ 20 meV [52].

### I.4.3 Avantage de AlN

L'excellente propriété piézoélectrique et la grande vitesse des ondes acoustiques de surface, les films minces AlN montrent leur promesse dans les applications des dispositifs MEMS tels que les résonateurs, les microphones et les commutateurs, etc. Les films AlN ont démontré divers avantages par rapport à d'autres matériaux piézoélectriques traditionnels en ce qui concerne leur résistance environnementale exceptionnelle.

Récemment, les LED de nitrure du groupe III – V ont suscité beaucoup d'intérêt, en raison de leur capacité à émettre de la lumière DUV, ce qui peut être bénéfique pour la protection de l'environnement et le génie biochimique [53]. L'application d'émetteurs DUV dans la purification de l'eau [54] repose sur ses photons à haute énergie, qui peuvent tuer les bactéries et les virus ou les décomposer en substances très stables. Les LED à semi-conducteur ont plus d'avantages que les sources de gaz traditionnelles car elles sont exemptes de matières toxiques et sont relativement plus économes en énergie. Étant le plus grand nitrure de bande interdite, le film mince AlN semble extrêmement attrayant pour les applications à base HEMT. Le nitrure d'aluminium est un matériau idéal pour les applications en technologie des télécommunications.

Le tableau I.1 récapitule les principaux paramètres physiques des semi-conducteurs GaN, AlN et BN.

	<b>GaN</b>	<b>AlN</b>	<b>BN</b>
<b>Bande interdite EG (eV)</b>	3,4	6,2	5,5
<b>Champ de claquage (MV/cm)</b>	3,3	8,4	2
<b>Vitesse de saturation (<math>10^7</math> cm/s)</b>	2,5	2,1	--
<b>Mobilité (<math>\text{cm}^2/\text{V.s}</math>)</b>	1000	400	200
<b>Permittivité relative (<math>\epsilon</math>)</b>	9,5	9,14	6,85
<b>Conductivité thermique K (W/cm.K)</b>	1,5	2	6

**Tableau I.1** : Principaux paramètres physiques des semi-conducteurs GaN, AlN et BN [54].

## I.5 Composés ternaires nitrurés

### I.5.1 Nitrure de gallium-aluminium $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$

$\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  est le composé ternaire le plus important, car l'inadéquation du réseau par rapport au GaN peut être efficacement contrôlée pour presque toutes les compositions des matériaux. Le nitrure de gallium-aluminium est un alliage entre le nitrure d'aluminium (AlN) et le nitrure de gallium (GaN). Une distinction peut être requise pour les matériaux AlGaN en Wurtzite et en blende de zinc, car le matériau blende de zinc a un passage d'un semi-conducteur direct à un semi-conducteur indirect [55]. Les alliages ternaires de polytypes de wurtzite et de blende de zinc de GaN avec AlN forment un système d'alliage continu avec une large gamme de bande interdite et a petite variation de la constante de réseau.

Une connaissance précise de la dépendance compositionnelle de la barrière ainsi que du matériau est nécessaire pour analyser les hétérostructures en général, les puits quantiques et les superréseaux en particulier. Les barrières peuvent être formées d'AlGaN ou de AlN, bien que dépendantes du matériau barrière, les puits peuvent être formés de couches de GaN ou de AlGaN.

### I.5.1.1 Variation du gap d' $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ en fonction de la fraction de mole $x$ (Al)

La dépendance compositionnelle de la constante de réseau, de l'écart d'énergie directe, des propriétés électriques et de cathodoluminescence CL de l'alliage AlGa<sub>1-x</sub>N a été mesurée par Yoshida. et al. et Khan et al. [56,57]. Du côté structural, à savoir le paramètre de réseau calculé de cet alliage, les prédictions indiquent que la loi de Vegard s'applique [58] :

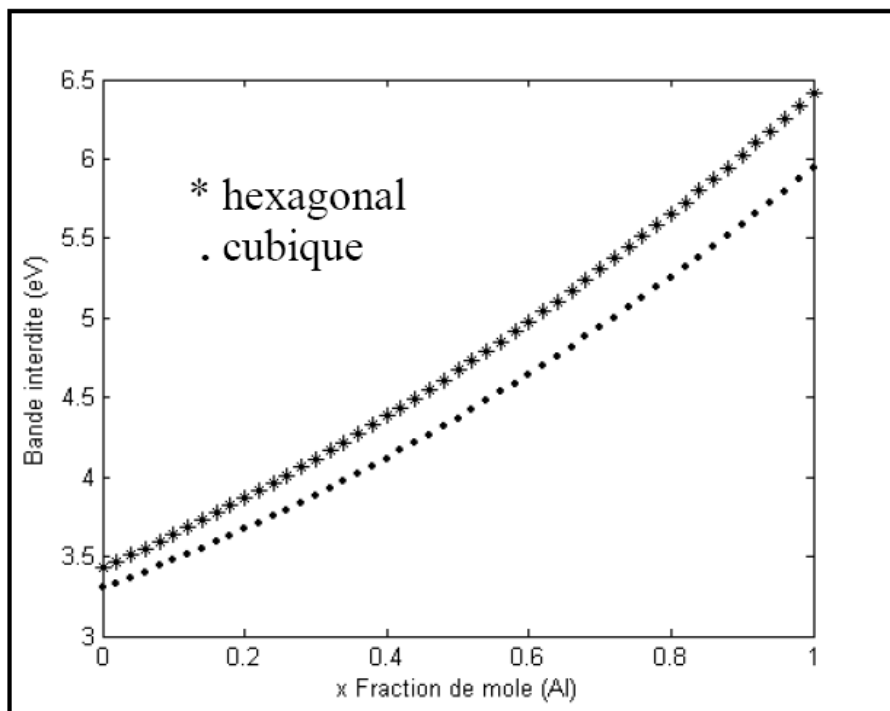
$$a_{\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}} = 3.1986 - 0.0891x \quad (\text{I.3})$$

$$c_{\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}} = 5.2262 - 0.2323x \quad (\text{I.4})$$

La dépendance de la composition de la bande interdite principale d' $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  peut être calculée à partir de l'expression empirique suivante à condition que  $b$ , soit connu avec précision :

$$E_g(x) = xE_g(\text{AlN}) + (1 - x)E_g(\text{GaN}) - bx(1 - x) \quad (\text{I.5})$$

Où  $E_g(\text{GaN}) = 3,39\text{eV}$ ,  $E_g(\text{AlN}) = 6,1\text{eV}$ ,  $x$  est la fraction molaire AlN et  $b$  est le paramètre de courbure.



**Figure I.7 :** Variation du gap dans  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ , en fonction de la mole Al [49].

La figure I.7 montre la valeur de la bande interdite d'AlGa<sub>1-x</sub>N par rapport à la composition  $x$ , ce qui donne un paramètre de courbure de  $b=1$  eV pour toute la gamme des compositions d'alliages. Pour déterminer le paramètre de courbure avec précision, au fur et à mesure que les investigations se développaient, la dispersion des paramètres de flexion allait de  $-0,8$  eV (courbure vers le haut) à  $+2,6$  eV (courbure vers le bas), comme compilées par Yun et al. [59]. Une grande partie de cet écart

provient de la dispersion probable de la qualité d' $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ , donc une détermination erronée de sa bande interdite et, dans une moindre mesure, de son paramètre de réseau.

### I.5.1.2 Propriété électrique de $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$

Les mesures de Hall pour n- $\text{Al}_{0,09}\text{Ga}_{0,91}\text{N}$  ont démontré une concentration en porteurs de  $5 \times 10^{18} \text{cm}^{-3}$  et une mobilité de  $35 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1}$  à 300 K [W]. Cette mesure n'a révélé aucune mobilité dépendante de la température de n- $\text{Al}_{0,09}\text{Ga}_{0,91}\text{N}$ . Une autre mesure de Hall [60] a été effectuée, il indique que la mobilité du trou diminue avec l'augmentation de la température, atteindre une valeur de  $9 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1}$  pour une densité de dopage de  $1.48 \times 10^{19} \text{cm}^{-3}$ . Cette faible mobilité est attribuée à une concentration élevée de porteurs et à la diffusion entre les grains présents dans les échantillons.

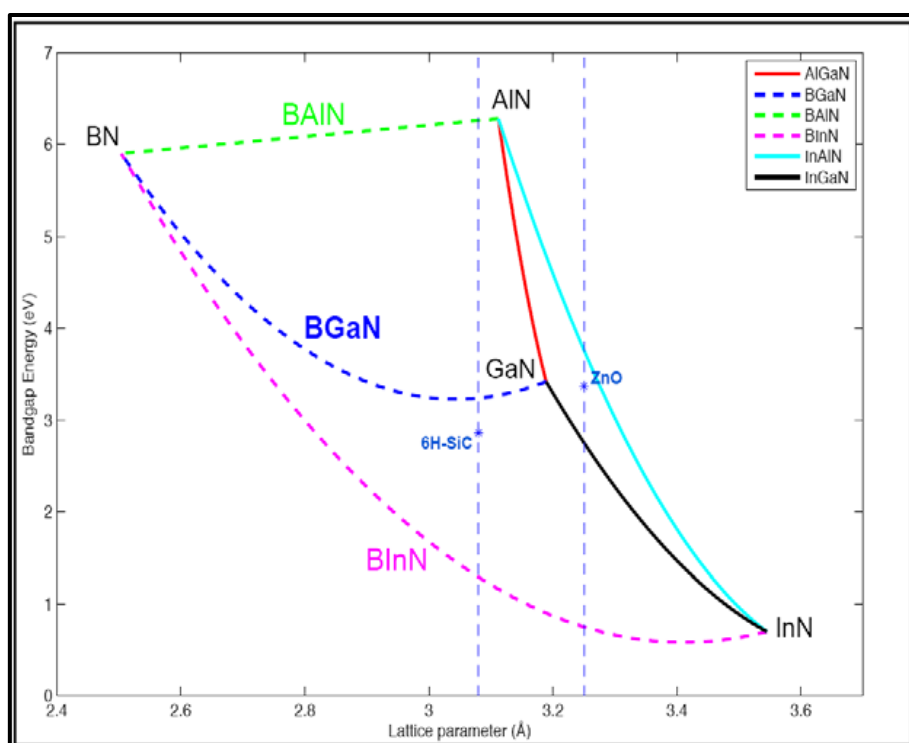
La capacité de doper une fraction molaire élevée d' $\text{AlGaN}$ , en particulier lorsqu'un matériau de type p à faible résistivité est nécessaire, car elle pourrait restreindre les caractéristiques de tous les dispositifs tels que les diodes laser. Une faible fraction molaire d' $\text{AlN}$  dans l' $\text{AlGaN}$  a été considérée comme suffisante pour un confinement de champ optique acceptable. Cependant, cela doit être résolu avant que le potentiel de l' $\text{AlGaN}$  par rapport aux autres semi-conducteurs à large bande interdite ne soit pleinement réalisé.

### I.5.2 Nitrure de gallium-bore $\text{B}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$

Le nitrure de gallium-bore (BGaN) est un alliage entre le nitrure de bore (BN) et le nitrure de gallium (GaN). En tant que membres émergents de la famille des nitrures III, les alliages contenant du bore offrent une polyvalence supplémentaire pour la bande interdite réglable, l'indice de réfraction, la constante de réseau [61] et offrent de nouvelles opportunités pour les applications qui demandent la capacité de maintenir un fonctionnement stable à de très hautes températures. De plus, la résistivité du BGaN est considérablement plus grande que celle de GaN, car elle augmente considérablement avec seulement du bore [62]. Par conséquent, des barrières arrière BGaN ultrafines pourraient être utilisées pour améliorer les performances des transistors à haute mobilité électronique  $\text{AlGaN} / \text{GaN}$  (HEMT). Selon la loi de VEGARD, l'énergie de gap de l'alliage  $\text{B}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  est calculée par la relation suivante [63] :

$$Eg(x) = xEg(\text{BN}) + (1-x)Eg(\text{GaN}) - bx(1-x) \quad (\text{I.6})$$

« b » est le paramètre de courbure (bowing parameter) qui est de l'ordre de  $9.2 \pm 0.5 \text{ eV}$ , et « x » est la fraction molaire.



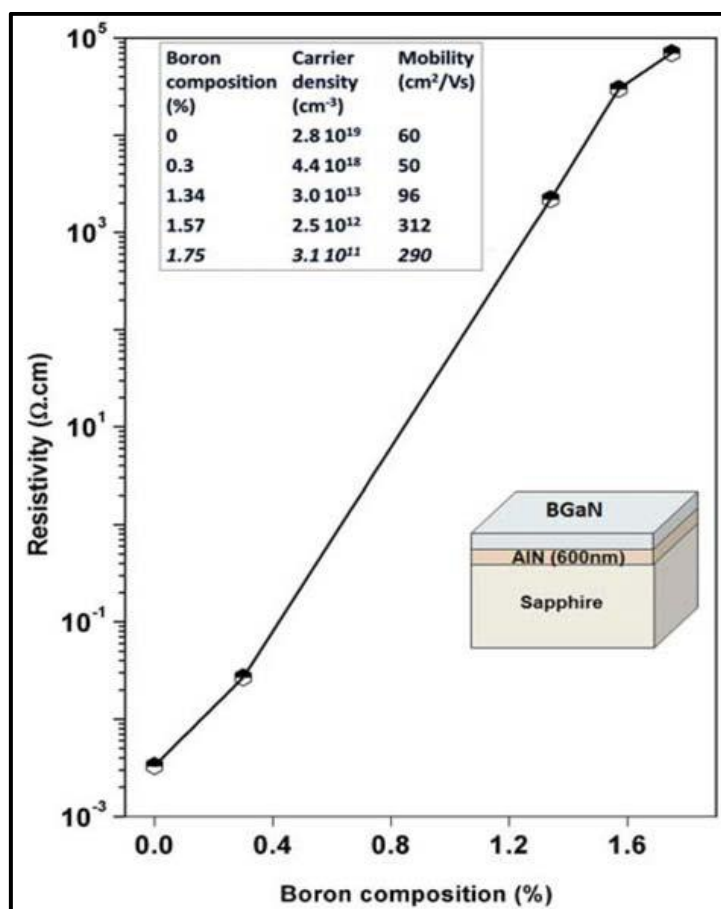
**Figure I.8:** Energie de gap en fonction des paramètres de maille avec représentation de composés nitrurés usuels (lignes droites) et des matériaux à base de nitrure de bore (lignes pointillées)[62].

La figure I.8 montre les énergies de la bande interdite des binaires GaN, AlN et BN, les alliages AlGaIn et B<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N (et le quaternaire BAlGaIn) et leur paramètre de maille. L'alliage B<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N (et le BAlGaIn) peut être en accord de maille sur AlN pour une composition de bore de l'ordre de 10%.

### I.5.2.1 Propriétés électriques de B<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N

Les études des propriétés électriques et structurales réalisées sur B<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N, montrent qu'il était possible d'incorporer jusqu'à 4% de bore dans GaN sans aucune séparation de phase [64]. Il est important de mettre en évidence que cette croissance a été réalisée dans des conditions d'épitaxie spéciales et originales dans une chambre de croissance en forme de T, l'un des très rares types de réacteurs disponibles dans le monde. Baghdadli et al. [65] montre que la résistivité électrique est fortement liée à l'incorporation de bore dans l'alliage B<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N, tandis que la mobilité augmente jusqu'à 290 cm<sup>2</sup>/Vs avec une augmentation de la teneur en bore jusqu'à 1,75% comme le montre la figure I.9. La concentration élevée de porteurs dans le B<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N avec une composition en bore inférieure à 0,3% est affectée aux donneurs de fond peu profonds sous forme de silicium ou d'oxygène couramment observés pour les couches de GaN cultivées par MOVPE [66]. Stampii et al. [67] ont observé une forte diminution de la concentration en porteurs de l'alliage AlGaIn, qui peut être liée à la diminution de la densité des dopants, augmentation dans leur énergie d'activation ou une incorporation d'une compensation du défaut natif. Cela pourrait être le même pour les alliages B<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N pour lesquels

l'augmentation de la résistivité en respectant la composition de bore dans le B GaN qui peut s'expliquer par soit une modification de l'impureté ionisée, soit une diffusion de dislocation.



**Figure I.9 :** La résistivité électrique en fonction de la teneur en bore dans l'alliage  $B_xGa_{1-x}N$  à température ambiante. Le tableau en incrustation montre la densité de porteurs et la dépendance de la mobilité avec la teneur en bore [65].

### I.5.2.2 Propriétés optiques du $B_xGa_{1-x}N$

En 1997, Polyakov [68] a observé la luminescence des matériaux B GaN par cathodoluminescence lors du travail sur les échantillons de GaN avec des atomes de bore implantés et recuits. Au cours des années 1998 et 1999, cette caractéristique a également été observée par Gupta et al. [69] et Wei et al. [70] avec du matériel B GaN épitaxié par MBE et MOVPE respectivement. D'après la littérature, en l'absence de toute composition de bore ( $B=0\%$ ), une référence matérielle de GaN a une bande interdite de luminescence de 3,4 eV à température ambiante. Une augmentation de la composition de bore à  $X_B=1,5\%$ , obtenue par la diffraction des rayons X, qui augmente la luminescence du B GaN à 3,43 eV. Selon la loi de Vegard, l'écart mesuré augmente de façon monotone avec l'augmentation de la concentration en bore. Honda et al. [71] ont montré que l'écart énergétique du ternaire B GaN est supérieur à celui du GaN pour une faible composition en bore (jusqu'à 1%), alors que la masse efficace et proche de celle du GaN. Cependant, ces résultats exceptionnels ont été obtenus pour la petite plage

de composition du bore et de la variation de l'écart observée est très faible (1,5 nm entre le GaN et le B<sub>0.01</sub>GaN avec 1% de bore). Hyasov et al. [72] a simulé un paramètre de courbure de 3eV en utilisant le modèle d'approximation du potentiel cohérent local, cette valeur réduirait la bande interdite d'énergie pour une faible incorporation de bore.

## **I.6 Conclusion**

Dans ce premier chapitre, nous avons étudié les principales propriétés électriques, thermiques et optiques des matériaux binaires nitrurés tel que le nitrure de galium, le nitrure d'aluminium, le nitrure de bore ainsi que les matériaux ternaires nitrurés comme le nitrure d'aluminium de gallium et le nitrure de bore de gallium. Les matériaux étudiés seront utilisés dans la réalisation de nos transistors.

En outre, nous avons présenté l'importance de la polarisation spontanée et la polarisation piézoélectrique ainsi leurs influences sur le comportement du composant.

Le chapitre II sera dédié à l'étude des transistors à effet de champ à haute mobilité des électrons HEMT.



- [1] Daniel Fritsch, Heidemarie Schmidt, and Marius Grundmann, "Band-structure pseudopotential calculation of zinc-blende and wurtzite AlN, GaN, and InN", *Phys. Rev. B*, 67:235205, Jun 2003.
- [2] H. Mathieu. *Physique des semiconducteurs et des composants électroniques*. Masson, 1987.
- [3] J. C. Carrano, T. Li, D. L. Brown, P. A. Grudowski, C. J. Eiting, R. D. Dupuis, and J. C. Campbell. Very high-speed metal-semiconductor-metal ultraviolet photodetectors fabricated on GaN. *Applied Physics Letters*, 73(17), 1998.
- [4] Sarrah Amor. "Étude des défauts dans les alliages de semi-conducteurs à grand gap B(AlGa)N et de leur rôle dans les propriétés de transport : application aux photodétecteurs U. Optique / photonique". Université de Lorraine ; Université Sidi Mohamed ben Abdellah (Fès, Maroc), 2017. Français.
- [5] M. A. Khan, J. N. Kuznia, J. M. Van Hove, N. Pan, and J. Carter, "Observation of a two-dimensional electron gas in low pressure metalorganic chemical vapor deposited GaN-Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N heterojunctions," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 60, no. 24, pp. 3027–3029, Jun. 1992.
- [6] H. Okumura, "Present status and future prospect of widegap semiconductor high-power devices," *Japanese journal of applied physics*, vol. 45, no. 10R, p. 7565, 2006.
- [7] M. Shur, R. Gaska, A. Khan, and G. Simin, "Wide band gap electronic devices," in *Devices, Circuits and Systems, 2002. Proceedings of the Fourth IEEE International Caracas Conference on*, pp. D051–D051, IEEE, 2002.
- [8] U. K. Mishra, P. Parikh, and Y.-F. Wu, "Algan/gan hemts-an overview of device operation and applications," *act de IEEE*, vol. 90, no. 6, pp. 1022–1031, 2002.
- [9] O. Ambacher, "Growth and applications of group iii-nitrides," *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 31, no. 20, p. 2653, 1998.
- [10] M. Fujikane, A. Inoue, T. Yokogawa, S. Nagao, and R. Nowak, "Mechanical properties characterization of c-plane (0001) and m-plane (10–10) gan by nanoindentation examination", *physica status solidi (c)*, vol. 7, no. 7-8, pp. 1798–1800, 2010.
- [11] M. Fujikane, T. Yokogawa, S. Nagao, and R. Nowak, "Yield shear stress dependence on nanoindentation strain rate in bulk gan crystal," *physica status solidi (c)*, vol. 8, no. 2, pp.

- 429–431, 2011.
- [12] J. Serrano, A. Rubio, E. Hernández, A. Muñoz, and A. Mujica, “Theoretical study of the relative stability of structural phases in group-iii nitrides at high pressures,” *Physical Review B*, vol. 62, no. 24, p. 16612, 2000.
- [13] K. Jung, M. Cho, and M. Zhou, “Structure and thermomechanical behavior of bent gan nanowires,” *Computational Materials Science*, vol. 81, pp. 524–529, 2014.
- [14] E. Caridi, T. Chang, K. Goossen, and L. Eastman, “Direct demonstration of a mis<sub>t</sub> strain-generated electric field in a [111] growth axis zinc-blende heterostructure,” *Applied physics letters*, vol. 56, no. 7, pp. 659–661, 1990.
- [15] W. Chen and S. Hark, “Strain-induced effects in (111)-oriented inasp/inp, ingaas/inp, and ingaas/inalas quantum wells on inp substrates,” *Journal of applied physics*, vol. 77, no. 11, pp. 5747–5750, 1995.
- [16] E. Yu, X. Dang, P. Asbeck, S. Lau, and G. Sullivan, “Spontaneous and piezoelectric polarization effects in iii–v nitride heterostructures,” *Journal of Vacuum Science & Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures Processing, Measurement, and Phenomena*, vol. 17, no. 4, pp. 1742–1749, 1999.
- [17] B. K. Jebalin, A. S. Rekh, P. Prajoon, D. Godwinraj, N. M. Kumar, and D. Nirmal, “Unique model of polarization engineered algan/gan based hemts for high power applications,” *Superlattices and Microstructures*, vol. 78, pp. 210–223, 2015.
- [18] F. Bernardini, V. Fiorentini, and D. Vanderbilt, “Spontaneous polarization and piezoelectric constants of iii-v nitrides,” *Physical Review B*, vol. 56, no. 16, p. R10024, 1997.
- [19] T. Li, R. Joshi, and C. Fazi, “Monte carlo evaluations of degeneracy and interface roughness effects on electron transport in algan–gan heterostructures,” *Journal of Applied Physics*, vol. 88, no. 2, pp. 829–837, 2000.
- [20] Richard Meunier, “Optimization of the elaboration of insulating layers for the gate structures and the passivation of MIS-HEMT transistors on GaN”, *Electronics. Université Paul Sabatier - Toulouse III*, 2016.
- [21] Saleem Hamady. New concepts for normally off power Gallium Nitride (GaN) High Electron Mobility Transistor (HEMT). *Micro and nanotechnologies/Microelectronics. Université*

- Toulouse III Paul Sabatier, 2014.
- [22] J.A. Miragliotta, Properties of group III nitride, 1994, J. EDGAR, Publication INSPEC, Data review series n°11, p190-194.
- [23] Millán, J. (2012). A review of WBG power semiconductor devices. International Semiconductor Conference (CAS), 1, 57–66.
- [24] K, E. K. Schel and J. J. Pankove, “Thermal conductivity of GaN”, J. Phys. Chem. Solids, 25–360 ,38(1977), p330
- [25] S. Porowski and I. Grezgory, “Thermodynamical properties of III–V nitrides and crystal growth of GaN at high N<sub>2</sub> pressure”, J. Cryst. Growth, 178(1997), 1-2, p174-188
- [26] S. Krukowski, M.Leszczynski and S. Porowski, Properties, processing and applications of gallium nitride and related semiconductors, 1998, J. EDGAR, S. STRITE, I. AKASAKI, H AMANO and C. WETZEL, publication INSPEC, Data review series n°23, p21-28.
- [27] G. A. Slack, R.A. Tanzilli, R.O. Pohl, and J.W. Vandersande. The intrinsic thermal conductivity of AlN. Journal of Physics and Chemistry of Solids, 48(7) :641-647, 1987.
- [28] I. Akasaki et H. Amano “Crystal structure, mechanical properties and thermal properties of GaN, Properties of group III nitride”, 1994, J. EDGAR, publication INSPEC, Data review series n°11, p30-34.
- [29] Runton, D. W., Trabert, B., Shealy, J. B., & Vetry, R. (2013). History of GaN: High-Power RF Gallium Nitride (GaN) from infancy to manufacturable process and beyond. IEEE Microwave Magazine, 14(3), 82–93.
- [30] Han, L., Xin, Z., & Zhen-kun, Y. (2009). The application analysis of GaN power devices in radar transmitter. In 2009 IET International Radar Conference (pp. 1–5).
- [31] Kenji Watanabe and Takashi Taniguchi. Hexagonal Boron Nitride as a New Ultraviolet Luminescent Material and Its Application. International Journal of Applied Ceramic Technology, 8(5):977–989, September 2011. ISSN 1744-7402.
- [32] C. Zhi, Y. Bando, T. Terao, C. Tang, H. Kuwahara, D. Golberg, “Towards thermoconductive, electrically insulating polymeric composites with boron nitride nanotubes as fillers”, Adv. Funct. Mater. 19 (2009) 1857– 1862.

- [33] A.Rubio, J.L. Corkill, M.L. Cohen, "Theory of graphitic boron-nitride nanotubes", *Phys. Rev. B* 49 (1994) 5081–5084.
- [34] R. S. Pease "An X-ray study of boron nitride. *Acta Crystallographica*", 5(3):356–361, May 1952. ISSN 0365-110X.
- [35] Phuong Vuong," Optical spectroscopy of boron nitride heterostructures", *Physics [physics]. Université Montpellier*, 2018.
- [36] Y.H. Kim, K.J. Chang, S.G. Louie," Electronic structure of radially deformed BN and BC3 nanotubes", *Phys. Rev. B* 63 (2001) 205408.
- [37] M. Ishigami, J.D. Sau, S. Aloni, M.K. Cohen, A. Zettl, "Observation of the giant stark effect in boron-nitride nanotubes", *Phys. Rev. Lett.* 94 (2005) 056804.
- [38] D. Golberg, Y. Bando, K. Kurashima, T. Sato, "Synthesis and characterization of ropes made of BN multiwalled nanotubes", *Scripta Mater.* 44 (2001) 1561–1565.
- [39] S.M. Nakhmanson, A. Calzolari, V. Meunier, J. Bernholc, M. Buongiorno Nardelli,"Spontaneous polarization and piezoelectricity in boron nitride nanotubes", *Phys. Rev. B* 67 (2003) 235406.
- [40] Xiaoming Chen, Changhong Ke, « structural and physical properties of boron nitride nanotubes and their applications in nanocomposites”, *Phys. Rev. B* 49, 5081(R) – Published 15 February 1994. DOI:doi.org/10.1103/PhysRevB.49.5081
- [41] Jaffrennou P., Donatini F., Barjon J., Lauret J.S., Maguer A., Attal-Tretout B., Ducastelle F., Loiseau A. « Cathodoluminescence imaging and spectroscopy on a single multiwall boron nitride nanotube ». *Chem. Phys. Lett.* 2007, 442, 4-6, 372.
- [42] A.Kranzmann « Concise Encyclopedia of Advanced Ceramic Materials ». 1991, Pages 8-9 DOI://doi.org/10.1016/B978-0-08-034720-2.50011-3
- [43] M. Ueno, A. Onodera, O. Shimomura, and K. "Takemura X-ray observation of the structural phase transition of aluminum nitride” ,*Phys. Rev. B* 45, 10123(R) – Published 1 May 1992.
- [44] K. Dovidenko, S. Oktyabrsky, and J. Narayan "Aluminum nitride films on different orientations of sapphire and silicon”, *Journal of Applied Physics* 79, 2439 (1996)
- [45] J. D. Huba H. L. Rowland "Propagation of electromagnetic waves parallel to the magnetic

- field in the nightside Venus ionosphere” , Journal of Geophysical Research ..., 1993 - Wiley Online Library.
- [46] RD .Vispute, H Wu, J Narayan “High quality epitaxial aluminum nitride layers on sapphire by pulsed laser deposition” Appl. Phys. Lett. 67, 1549 (1995)
- [47] Ishihara, M., Li, S., Yumoto, H., Akashi, K., Ide, Y.,”Control of preferential orientation of AlN films prepared by the reactive sputtering method”, Thin Solid Films. 316, 152\_157, 1998.
- [48] Ashfiqua Tahseen Connie, Songrui Zhao, Sharif Md. Sadaf, Ishiang Shih, Zetian Mi Xiaozhang Du, Jingyu Lin, and Hongxing Jiang “Optical and electrical properties of Mg-doped AlN nanowires grown by molecular beam epitaxy” Appl. Phys. Lett. 106, 213105 (2015).
- [49] J. Li, K.B. Nam, M.L. Nakarmi, J.Y. Lin, H.X. Jiang, P. Carrier, S. Wei, “Band structure and fundamental optical transitions in wurtzite AlN ”,Appl. Phys. Lett. 83 (2003) 5163
- [50] W.M. Yim, E.J. Stofko, P.J. Zanzucchi, J.I. Pankove, M. Ettenbergm, S.L. Gilbert, J. Epitaxially grown AlN and its optical band gap Appl. Phys. 44 (1973) 292.
- [51] P.B. Perry, R.F. Rutz, “The optical absorption edge of single-crystal AlN prepared by a close-spaced vapor process”,Appl. Phys. Lett. 33 (1978) 319.
- [52] T. Onuma, T. Shibata, K. Kosaka, K. Asai, S. Sumiya, M. Tanaka, T. Sota, A. Uedono, S.F. Chichibu, J “Free and bound exciton fine structures in AlN epilayers grown by low-pressure metalorganic vapor phase epitaxy ” Appl. Phys. 105 (2009) 023529.
- [53] M.A.Würtele ,T.Kolbe, M.Lipsz, A.Külberg ,M.Weyers ,M.Kneissl et M.JekeL “Application of GaN-based ultraviolet-C light emitting diodes – UV LEDs – for water disinfection” Volume 45, Issue 3, January 2011, Pages 1481-1489.
- [54] M.S. Shur ; R. Zukauskas Solid-State Lighting: Toward Superior Illumination Proceedings of the IEEE ( Volume: 93 , Issue: 10 , Oct. 2005 )
- [55] W. Lambrecht et al. properties of Group III Nitrides, No. 11 in EMIS Data reviews Series. INSPEC, The Institution of Electrical Engineers, London, 1994.
- [56] S. Yoshida et a1. Properties of Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N films prepared by reactive molecular beam epitaxy.

- Journal of Applied Physics, 53:6844, 1982.
- [57] M.R.H. Khan et al. Edge emission of  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  Solid State Communications, 60:509, 1986.
- [58] Zoroddu A. et al. "First principles prediction of structure, energetics, formation enthalpy, elastic constants, the polarization, and piezoelectric constants of AlN, GaN, and InN: comparison of local and gradient corrected density functional theory" Physical review B condensed matter 64:208, 2001.
- [59] Feng Yun, Michael A. Reschikov, Lei He, Thomas King, and Hadis Morkoç "Energy band bowing parameter in  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  alloys" , Journal of Applied Physics 92, 4837 (2002).
- [60] T. Tanaka and A. Watanabe p-type conduction in Mg-doped GaN and  $\text{Al}_{0.08}\text{Ga}_{0.92}\text{N}$  grown by metalorganic vapor phase epitaxy Appl. Phys. Lett. 65, 593 (1994).
- [61] W. A. Harrison, Electronic Structure and the Properties of Solids: The Physics of the Chemical Bond (Dover, New York, 1989).
- [62] H. Kawanishi, M. Haruyama, T. Shirai, and Y. Suematsu, Proc. SPIE 2994, 52 (1997).
- [63] L. Végard. Z. Phys. 5, 17, 1921.
- [64] T. Baghdadli et al. Electrical and structural characterizations of  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  thin film. Appl. Phys. Lett. 93: 083118, 2008.
- [65] T. Baghdadli et al. Electrical and structural characterizations of  $\text{B}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  thin films by metal-organic vapor phase epitaxy. Phys. Stat. Sol. 0, 6: 81029, 2009.
- [66] J. A. Freitas et al. Shallow donors in GaN. Phys. Status Solidi B. Basic research, 240: 330, 2003.
- [67] Stampii C. et al. Doping of  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ . Materials Science and Engineering: B, 59:253-257, 1999.
- [68] A. Y. Polyakov et al. Growth of GaBN ternary solutions by metalorganic vapor phase epitaxy. E. materials, 26: 3 1997.
- [69] Gupta W. K. et al. Molecular beam epitaxy of boron-containing nitrides. J. Vac. Sci.

- Technol B, 17:1246, 1999.
- [70] C.H. Wei et al. Growth and characterization of  $B_xGa_{1-x}N$  on 6h-SiC (0001) by MOVPE. MRS Internet J. Nitride Semicond. 481. G3. 79, 1999.
- [71] T. Honda et al. Excitonic emission of BGaN grown on (0 0 0 1) 6h-SiC by metalorganic vapor-phase epitaxy. Journal of Luminescence, 89:1274-1276, 2000.
- [72] V.V. Ilyasov et al. Electronic energy structure and x-ray spectra of GaN and BGaN crystals. Crystals. Phys. Stat. Sol, 48 :654, 2006.
- [73] M. P. I. for Solid State Research, "Oxide MBE system," 2003-2017.



# **Transistor à haute mobilité d'électrons**





## II.1 Introduction

Le transistor à haute mobilité électronique (HEMT) ou le transistor à effet de champ à hétérojonction (HFET) est un type de transistor à effet de champ qui est particulièrement utilisé dans le domaine haute fréquence en raison de sa capacité à gérer une puissance élevée avec un faible facteur de bruit. Aujourd'hui, c'est le composant le plus prometteur pour les circuits RF à faible coût, notamment les amplificateurs de puissance, les commutateurs, les oscillateurs, etc. et également pour les systèmes de communication sans fil, les systèmes RADAR et satellitaires.

Ce chapitre sera consacré au transistor HEMT, leurs structures et principes de fonctionnement. De plus, les mécanismes de dégradation des performances des transistors HEMTs, tels que l'effondrement du courant, l'effet d'auto-échauffement, et les phénomènes de pièges seront présentés théoriquement.

## II.2 Bref histoire sur les transistors à effet de champ

À partir des années 1950, les transistors ont été intensément étudiés pour de nombreuses utilisations, y compris dans RF et le domaine micro-ondes. Le premier transistor bipolaire hyperfréquence utilisable a été introduit en 1965, et des progrès constants en fréquence et en performances se sont poursuivis jusqu'à ce jour. L'utilisation de transistors à effet de champ (FET) pour les applications hyperfréquences a commencé en 1971. Liechtenstein a publié une excellente revue de l'histoire du développement des FET jusqu'en 1976 [1]. Garver [2], qui a publié de nombreux articles dans les années 1950 et 1960 sur le contrôle des diodes RF et micro-ondes, a discuté en 1979 de l'utilisation de FET au lieu de diodes pour le contrôle RF et micro-ondes.

L'année suivante, Ayasli et ses collègues [3] ont développé un commutateur FET monolithique d'émission-réception à base d'arséniure de gallium (GaAs), suivi deux ans plus tard par un commutateur plus puissant [4].

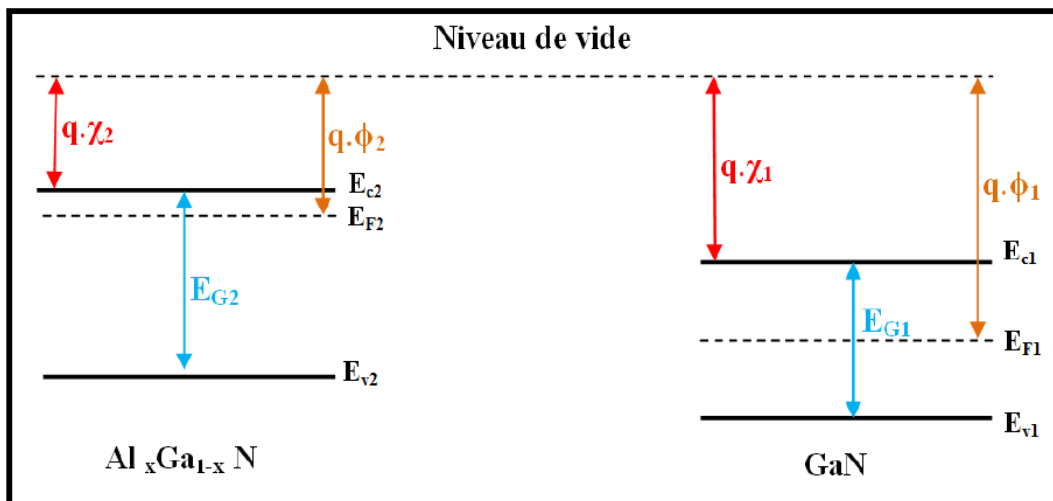
Les premiers FET de contrôle RF et micro-ondes étaient de type métal-semi-conducteur (MESFET), mais comme les FET complémentaires numériques à oxyde de métal-semi-conducteur (CMOS) ont amélioré leurs performances grâce à la diminution de la taille de composant, les MOSFET ont commencé à jouer un rôle plus important dans le domaine de contrôle. À cette époque, T. Mimura et ses collègues de Fujitsu travaillaient sur des MESFET GaAs [5]. Confrontés à des problèmes de densité élevée des états de surface près de l'interface, ils ont décidé d'utiliser un super-réseau à hétérojonction dopé par modulation et ont pu produire des MOSFET de type appauvrissement [6]. Parallèlement à Fujitsu, un certain nombre d'autres centres de recherche se sont joints au développement des nouvelles structures : Bell Labs, Thomson CSF en France, Honeywell et IBM [7].

Le matériau GaN a démontré plus d'avantages par rapport au matériau GaAs. Le premier GaN HEMT rapporté remonte à 1993 par Kahn [8], mais ces composants n'ont atteint le marché commercial qu'en 2006 [9]. Des développements sont en cours, principalement dus à une demande croissante de

systèmes de communication hautes puissances à haute fréquences. Basés sur un matériau à large bande interdite, les transistors à haute mobilité d'électrons (HEMT) à base de GaN font l'objet d'activités de recherche ces dernières années et se sont considérés comme les composants les plus prometteurs pour les applications hautes fréquence et haute puissance.

### II.3 Etude d'une hétérojonction

L'hétérojonction est créée par la juxtaposition de deux matériaux semi-conducteurs de gaps différents. Un diagramme de bande simplifié des HEMT, illustré par la figure II.1 se compose de deux matériaux de bande interdite différents, l'un avec un dopage de type n et l'autre non dopé. Initialement, lorsque les matériaux sont maintenus éloignés les uns des autres, le niveau de Fermi du matériau de type « n » est plus proche du bord de la bande de conduction et le niveau de Fermi du matériau non dopé est au centre des bandes. Lorsque ces deux matériaux sont placés plus près l'un de l'autre, les électrons ont tendance à passer de la couche dopée de type n à la couche non dopée pour aligner les niveaux de Fermi des deux matériaux.



**Figure II.1** : Diagramme de bandes d'énergie de  $Al_xGa_{1-x}N$  et GaN avant contact.

Où :

$E_G$  : bandes interdites,

$\chi$  : affinité électronique,

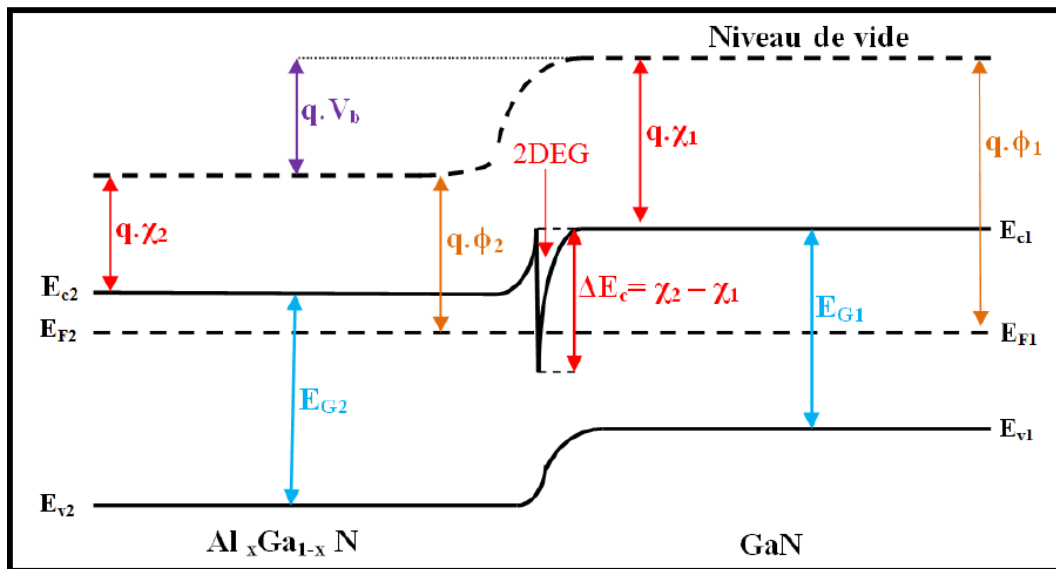
$q\chi$  : travail de sortie d'un électron (constante du matériau),

$VB$  : 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).

En outre, la bande de conduction du côté AlGaN est énergétiquement plus élevée que celle du côté GaN. Ainsi, les électrons de la bande de conduction de la couche d'AlGaN possèdent une énergie plus élevée que ceux de la couche de GaN. Comme les électrons ont tendance à occuper l'état d'énergie le plus bas autorisé, ils sont encouragés à passer d'AlGaN à GaN. Il en résulte une augmentation de la concentration d'électrons dans la couche de GaN même sans l'introduction d'impuretés donneuses

ionisées. Au niveau de l'interface dopée / non dopée, une forte inclinaison du bord de bande est observée. La forte baisse entraîne une concentration élevée de porteurs dans une région étroite. La propagation des électrons dans le puits quantique ou le puits étroit est bidimensionnel. Par conséquent, la densité de charge est appelée un gaz d'électrons bidimensionnel (2DEG) et quantifiée en termes de densité de charges par unité de surface ns.

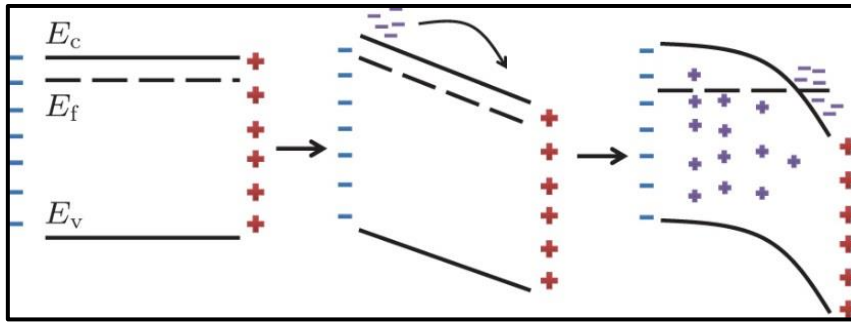


**Figure II.2 :** Diagramme de bandes d'énergie après contact de  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  et GaN (Hétérojonction).

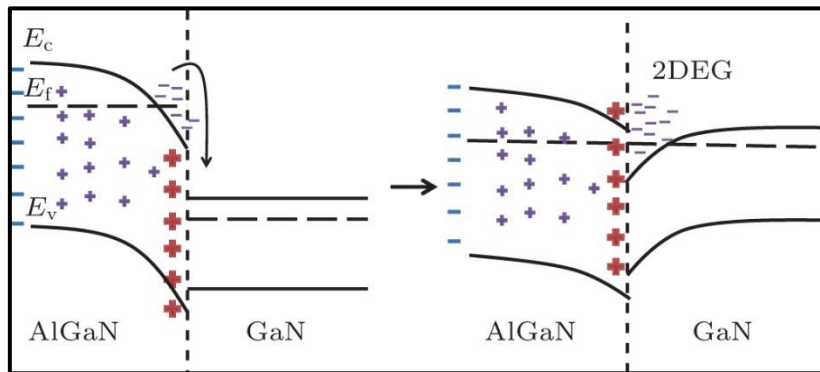
### II.3.1 Formation de gaz électronique à deux dimensions (2DEG)

Dans la couche AlGaN, la charge de polarisation est positive à l'interface AlGaN / GaN et la charge de polarisation est négative au sommet de la couche d'AlGaN qui induit un champ électrique et fait basculer la bande d'énergie (avec le niveau de Fermi) vers l'interface. Cette situation équivaut à appliquer une tension à un morceau de film mince et autoportant AlGaN, en d'autres termes, un condensateur à plaque plane avec un milieu diélectrique AlGaN comme le montre la figure II.3(a). Sous la force du champ électrique, des électrons conducteurs (notez que la couche AlGaN est dopée n) dans AlGaN se déplacent vers l'électrode positive et s'y accumulent, laissant des charges d'espace positives dans AlGaN, pliant la bande d'énergie et rendant le niveau de Fermi à nouveau plat.

En outre, le champ électrique intégré réduira tout le champ électrique dans la couche AlGaN et rendra ainsi la bande d'énergie inclinée plus plate. Une fois en contact avec GaN, les électrons du côté AlGaN s'écouleront dans le GaN et formeront 2DEG, car le niveau de Fermi de GaN est inférieur à celui d'AlGaN comme indiqué dans la partie gauche de la figure II.3(b). Ce processus se poursuivra jusqu'aux niveaux de Fermi de AlGaN et GaN deviennent égaux (la partie droite de la figure II.3(b)) [10].



**Figure II.3 (a) :** Les électrons conducteurs se déplacent sous le champ électrique induit par la polarisation d'un côté à l'autre, pliant ainsi la bande d'énergie et laissant des charges positives fixes dans la couche d'AlGaN [10].

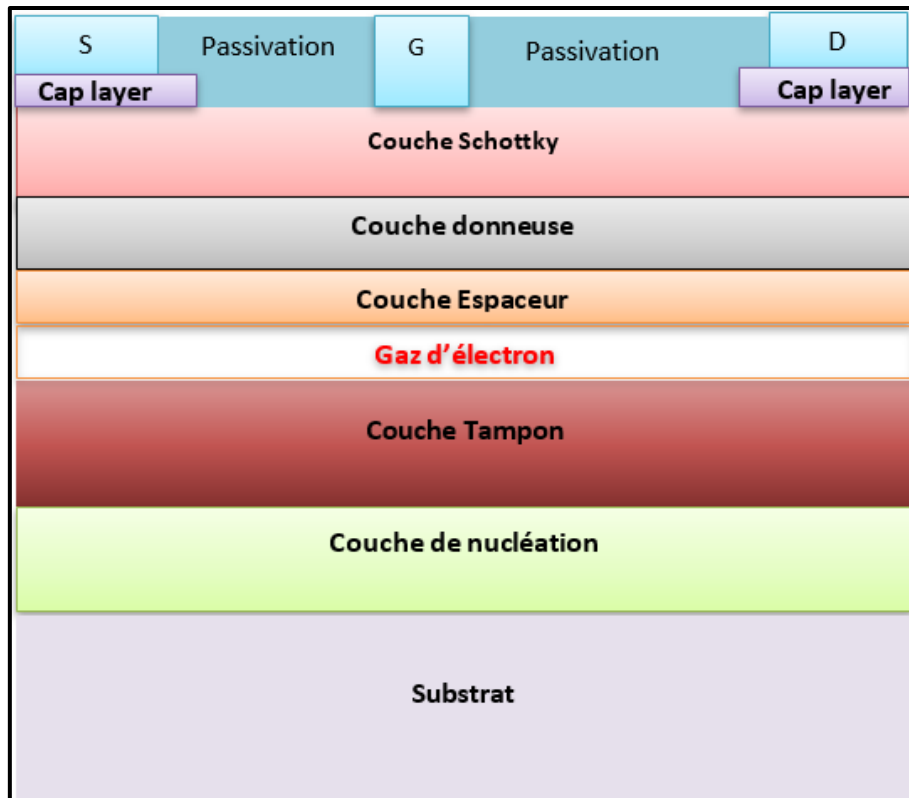


**Figure II.3 (b) :** La bande d'énergie d'une hétérostructure AlGaN/GaN dopée n. Lors du contact avec une couche de GaN, les électrons s'écouleront du côté GaN, s'accumuleront à l'interface et formeront 2DEG [10].

#### II.4 Transistor à haute mobilité d'électron (HEMT)

Le transistor à haute mobilité électronique (HEMT) est un transistor à effet de champ dans lequel deux couches de bandes interdites et de champs de polarisation différents se développent l'une sur l'autre. En raison de la discontinuité dans le champ de polarisation, des charges de surface à l'hétéro-interface sont créées. Si la charge induite est positive, les électrons auront tendance à compenser la charge induite entraînant la formation d'un gaz d'électrons bidimensionnel (2DEG).

Le 2DEG représente le canal du HEMT, ainsi que le flux de courant entre le drain et la source est contrôlé par la grille du composant. La section schématique du HEMT conventionnel est représentée sur la figure II.4.



**Figure II .4** : Structure d'un transistor HEMT.

Le HEMT se constitue de plusieurs couches :

**Le substrat** : est utilisé comme base pour le processus de croissance. Les HEMT sont actuellement cultivés sur des substrats de silicium [11], de saphir [12], de carbure de silicium [13] et de GaN [14].

- **Le substrat silicium Si**

Depuis des années, les substrats de silicium ont été utilisés dans la conception des dispositifs RF. Grâce à leur faible Coût de fabrication qui leur donne l'avantage d'être disponibles en grandes dimensions à un coût abordable. Tandis que leur conductivité thermique par rapport au GaN reste inférieure et leur désaccord de maille qui est important incite une concentration de défauts cristallins qui génèrent des stress au niveau de la surface [15].

- **Le carbure de silicium SiC**

Le substrat de carbure de silicium présente un accord parfait de maille avec le GaN, et une bonne conductivité thermique  $4,9\text{W/cm.K}$  par rapport au silicium, ce qui lui donne la possibilité de bien dissiper la chaleur [16]. Pourtant son coût est très élevé ainsi que le dépôt du Nitrure de Gallium (GaN) sur ce substrat reste très délicat.

- **Le saphir Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>**

De même que le silicium, le substrat de carbure de silicium est disponible à grande dimension et à faible coût, en revanche son désaccord de maille avec le GaN génère une baisse dans la fréquence de transition, et sa faible conductivité thermique limite son utilisation dans les hautes fréquences [17].

**Couche de nucléation :** Lorsque GaN est cultivé sur des substrats étrangers (à l'exception du saphir), en raison de l'inadéquation du réseau, une contrainte de traction se produit favorisant la création de fissures. Pour éviter cette fissuration, des couches intermédiaires sont introduites entre le substrat et la couche de canal pour compenser le désaccord de réseau important entre GaN et le substrat.

**Couche tampon :** ou Buffer en anglais. Cette couche sert à empêcher la diffusion des électrons vers le substrat et le gaz bidimensionnel se forme dans sa partie supérieure, c'est une couche à petit gap non-intentionnellement dopé (n.i.d).

**Couche de canal :** la plus importante des couches qui constituent un HEMT, c'est dans cette couche que se crée le canal au gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG) et se détermine les performances du transistor.

**Couche espaceur :** cette couche de matériau à grand gap non intentionnellement dopée. Son rôle est de séparer le gaz d'électrons bidimensionnel (2DEG) formé dans le canal, des atomes donneurs ionisés de la couche donneuse. Cette séparation minimise l'effet "Diffusion de Coulomb" et améliore la mobilité des électrons. Une petite épaisseur augmente la densité des porteurs dans le canal, pendant qu'une grande épaisseur améliore la mobilité des électrons en revanche, et réduit leur transfert vers le 2DEG.

**Couche donneuse :** cette couche doit être formée d'un matériau grand gap. Elle fournit les électrons libres à la structure, le dopage qui est généralement réalisé par le silicium, y joue un rôle important car il contribue à l'augmentation de la concentration des électrons fournis.

**Couche Schottky :** Son rôle est de réaliser le contact Schottky de la grille. Elle a un gap non dopé.

**Couche de passivation :** il s'agit généralement de SiN<sub>x</sub>, ce qui réduit la réponse des pièges de surface et en retour supprime l'effet de l'effondrement du courant [18].

**Cap layer :** c'est une couche superficielle, formée par un matériau de faible bande interdite. Elle sert à réaliser les contacts ohmiques de source et de drain. Elle assure le passage d'un courant de conduction du métal au semi-conducteur et vice versa. Dans la plupart des cas, le cap layer est fortement dopée afin de réaliser un très bon contact ohmique et diminuer la valeur des résistances de contact et donc celle des résistances d'accès.

### II.4.1 Caractérisation électrique du HEMT

L'analyse électrique du transistor consiste à définir les caractéristiques électriques à travers des mesures statiques (DC) et dynamiques (AC). Ainsi de définir les éléments parasites tels que les résistances induites, les inductances et les différents effets qui sont déterminés en se basant sur le schéma équivalent en régime petit signal.

#### II.4.1.1 Caractéristique de sortie

Le fonctionnement du transistor en régime statique (DC) permet d'avoir une approche des qualités de composant en puissance et en fréquence.

La Figure II.5 représente des caractéristiques de sortie qui donne l'évolution du courant  $I_{ds}$  circulant entre le drain et la source lorsqu'on fait augmenter la tension  $V_{ds}$  en maintenant la tension de grille  $V_{gs}$  à une valeur constante.

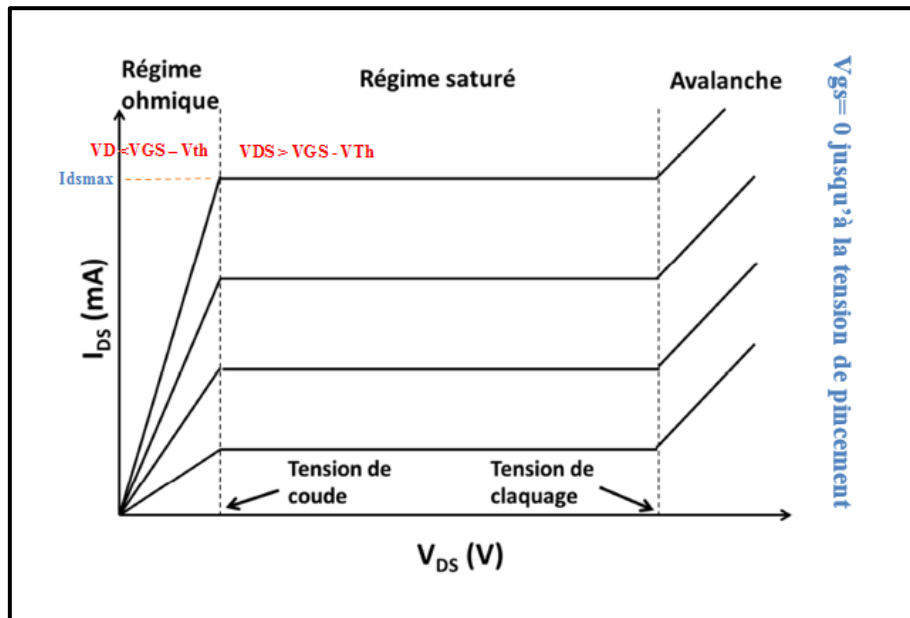


Figure II.5 : Caractéristique de sortie  $I_{ds}$ - $V_{ds}$  [19].

On obtient trois régimes de fonctionnement

- **Fonctionnement dans le régime linéaire**

Quand  $V_{DS}$  augmente, la zone de déplétion s'élargie du côté du drain plus que vers la source. Dans cette zone  $V_d < V_{gs} - V_{th}$  (ou  $V_{th}$  c'est la tension de seuil) tandis que la vitesse des électrons dans le canal est proportionnelle au champ électrique appliqué, afin que le courant augmente avec ce champ comme le montre l'équation

$$I_{DS} = q \cdot n_s \cdot V_{eff} \cdot W_g \tag{II.1}$$

Où  $V_{\text{eff}}$  est la vitesse effective des électrons dans le canal,  $W_g$  est la largeur de la grille et  $n_s$  la densité de charges par unité de surface. La vitesse des électrons dans le canal dépend de leur mobilité et du champ électrique appliqué, elle est donnée par la relation (II.1) [19].

Quand  $V_{\text{ds}}$  devient de plus en plus positive, pour une certaine tension appelée tension de coude (Knee voltage en anglais) un phénomène de coude se produit, quand le courant subit une coupure entre la zone linéaire et la zone de saturation.

- **Régime de saturation**

En augmentant le champ appliqué afin que la polarisation du drain soit  $V_{\text{ds}} > V_{\text{gs}} - V_{\text{th}}$ , la vitesse des électrons commence à saturer et la tension  $V_{\text{ds}}$  agira faiblement sur le courant  $I_{\text{DS}}$ . Les porteurs atteindront leur vitesse de saturation  $V_{\text{sat}}$ . Le courant drain garde une valeur  $I_{\text{DSsat}}$  relativement constante comme le montre la figure II-5

$I_{\text{DSsat}}$  est donné par l'expression (II.2).

$$I_{\text{DSsat}} = e N_s W_g V_{\text{sat}} \quad (\text{II.2})$$

- **Régime d'avalanche**

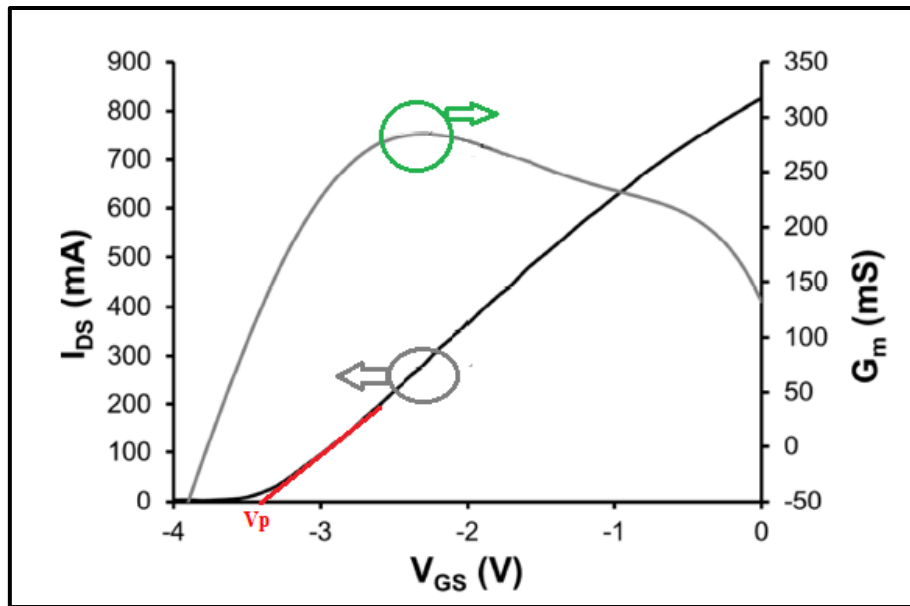
Régime pour lequel le courant augmente brutalement jusqu'à ce que le composant ne puisse plus supporter ce champ électrique, pouvant détruire le composant.

#### II.4.1.2 Caractéristique de transfert

La courbe de la caractéristique de transfert  $I_{\text{DS}}(V_{\text{GS}})$  détermine graphiquement la tension de seuil ( $V_{\text{TH}}$ ) qui présente la tension de grille au moment où le canal commence à s'ouvrir permettant la conduction des porteurs. La tension de pincement  $V_p$ , peut être défini comme la tension nécessaire pour qu'il n'y ait plus de charge libre sous la grille. Ces deux éléments sont la plupart du temps les mêmes mais une différence peut exister pour les transistors à canal court.

Il est ainsi envisageable de trouver la transconductance  $G_m$  par la dérivée de la caractéristique  $I_{\text{DS}}(V_{\text{GS}})$  (Figure II-6) et de connaître également le gain du transistor.





**Figure II.6 :** Caractéristique de transfert  $I_{DS}(V_{GS})$  et transconductance d'un HEMT (Guilhem, 2012).

#### II.4.1.2.1 La transconductance ( $G_m$ )

La transconductance est l'un des indicateurs les plus importants de la qualité du composant pour les applications micro-ondes. Elle est proportionnellement liée aux gains et aux propriétés hautes fréquence. La transconductance  $G_m$  est définie comme la variation du courant  $I_d$  en fonction de la tension  $V_{gs}$  à  $V_{ds}$  constant, elle est définie comme :

$$G_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds} = Cste} \quad (II.3)$$

#### II.4.1.2.2 Fréquence de transition et fréquence d'oscillation maximale

La fréquence à laquelle le gain de courant devient unité pour les conditions de court-circuit est appelée fréquence de coupure  $F_T$  ou fréquence de gain de courant unitaire. Le gain de courant (H21) peut être écrit comme suit la dérivation du courant de drain par rapport au courant de grille.

$$F_t = \frac{G_m}{2.\pi.(C_{gs}+C_{gd})} \quad (II.4)$$

Où :

$G_m$  : transconductance du dispositif

$C_{gs}$  : capacité grille-source

$C_{gd}$  : Capacité grille-drain

La fréquence d'oscillation maximale  $F_{max}$  représente la fréquence à laquelle le gain en puissance unilatéral (GU) du transistor est égal 1. Elle est déterminée par le système de matériau, mais également

par les paramètres de conception de la technologie et des dispositifs [21].  $F_{max}$  est définie par l'équation suivante :

$$F_{max} = \frac{F_t}{\sqrt{4g_{ds} R_i}} \quad (II.5)$$

#### II.4.1.2.3 Facteur de bruit

En général, le bruit est un mécanisme qui affecte l'information contenue dans un signal électrique, entre l'entrée et la sortie d'un composant. Les origines du bruit sont multiples. Dans le cas du HEMT, le facteur de bruit est défini comme :

$$NF = 2\pi f C_{gs} \left( \frac{R_g + R_i}{G_m} \right)^{1/2} \quad (II.6)$$

#### II.4.1.2.4 Puissance de sortie

Un fonctionnement en puissance est basé essentiellement sur trois critères descriptifs d'un transistor HEMT.

- La densité de puissance de sortie : elle illustre la puissance de sortie par unité de longueur de grille, elle s'exprime généralement en W/mm [20]. Cette valeur peut être évaluée par les paramètres relevés sur les caractéristiques de sortie

$$P_{out} = \frac{I_{DSMax} (V_{BR} - V_{Knee})}{8} \quad (II.7)$$

- Le gain en puissance est déterminé comme le rapport entre les puissances hyperfréquences absorbées en sortie et en entrée. Il dépend de la classe de fonctionnement, de la fréquence et du niveau de la puissance d'entrée :

$$GP(dB) = \frac{PS(dBm)}{PE(dBm)} \quad (II.8)$$

- Le rendement de la puissance ajoutée ou en anglais Power Added Efficiency (P.A.E). Cette valeur exprime le pourcentage de puissance de polarisation DC apportée au composant, converti en puissance RF. Le rendement doit être le plus élevé possible pour éviter l'auto-échauffement et garantir le moins de pertes énergétiques possible. Il s'exprime ainsi :

$$\eta = \frac{PS - PE}{P_{DC}} \quad (II.9)$$

Où  $P_{DC}$  est la puissance d'alimentation en continu, PE est la puissance d'entrée et PS est la puissance de sortie du signal traité.

II.4.1.2 Schéma équivalent linéaire petit signal

Quel que soit le modèle utilisé, il est toujours possible de définir un schéma électrique équivalent en régime petit signal. Ce schéma équivalent peut se représenter sous deux formes :

- ✓ Le schéma équivalent intrinsèque qui matérialise la partie active du composant ;
- ✓ Le schéma équivalent extrinsèque qui représente le composant à partir de ses accès disponibles à l'utilisateur.

La figure II.7 montre la représentation des éléments du schéma équivalent linéaire petit signal. Le schéma équivalent intrinsèque s'inscrit à l'intérieur du cadre en pointillés.

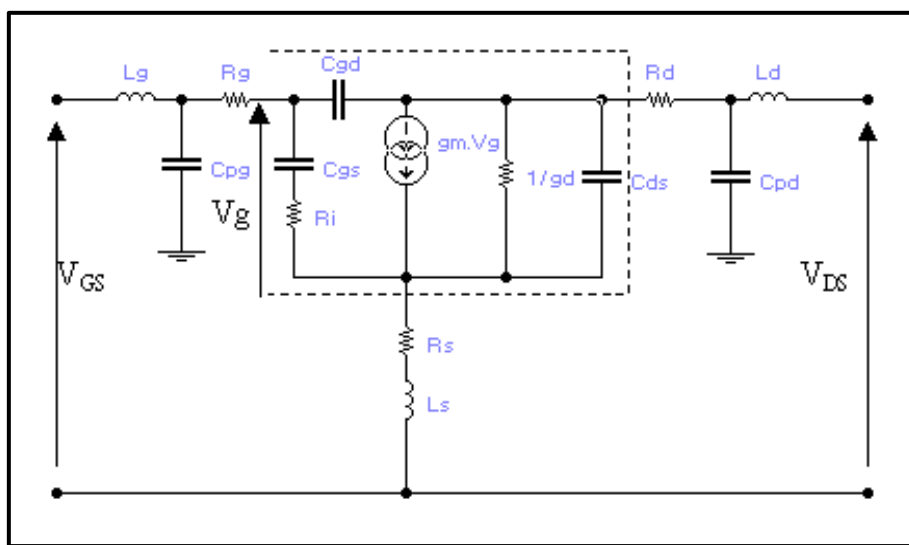


Figure II.7: Schéma équivalent de petit signal du HEMT.

a) **Les éléments intrinsèques** : ce sont les éléments qui caractérisent l'aspect actif intrinsèque du transistor.

- ✓ Le temps de transit des électrons sous la grille (le retard qui existe entre l'excitation  $V_{gs}(t)$  et la réponse  $I_{ds}(t)$  ;
- ✓  $G_m$  la transconductance ;
- ✓  $G_d$  la conductance de sortie ;
- ✓  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$  respectivement la capacité grille-source, la capacité grille-drain et la capacité drain-source ;
- ✓  $R_i$  la résistance du canal.

#### II.4.1.2.1 Transconductance (Gm)

Le mécanisme de gain intrinsèque du HEMT est fourni par la transconductance. Il s'agit d'une mesure du changement incrémentiel du courant de sortie  $I_{DS}$  pour un changement donné de la tension d'entrée  $V_{gs}$  [21].

#### II.4.1.2.2 Conductance de sortie (Gd)

La conductance de sortie est une mesure de la variation incrémentielle du courant de sortie  $I_{DS}$  avec la tension de sortie  $V_{DS}$ .

$$gd = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs}=cste} \quad (\text{II.10})$$

Lorsque la longueur de grille est réduite, la conductance de sortie a tendance à augmenter dans les HEMT, ce qui est l'un des effets de canal court prédominant. Il est préférable que Gd soit petit car une résistance de sortie élevée est requise pour un gain élevé et également pour éviter une réduction de la fréquence de gain unitaire

#### II.4.1.2.3 Capacités Cgs

Les capacités Cgs reflète le changement de la charge d'épuisement avec des changements de Vgs. Cette capacité est définie par la variation de la charge par rapport à la variation de la tension grille-source pour une tension grille-drain constante,

$$C_{gs} = \left. \frac{\partial Q}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds} = cste} \quad (\text{II.11})$$

#### II.4.1.2.4 Capacités Cgd

La capacité grille-drain (Cgd) reflète la variation de la quantité de charge côté drain la variation. Cette capacité est déterminée par la variation de la charge par rapport à la variation de la tension grille-drain pour une tension grille-source constante

$$C_{gd} = \left. \frac{\partial Q}{\partial V_{gd}} \right|_{V_{gs} = cste} \quad (\text{II.12})$$

#### II.4.1.2.5 Capacités Cds

Cds tient compte des effets de capacité géométrique entre les électrodes de source et de drain.

$$C_{ds} = \left. \frac{\partial Q}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs} = cste} \quad (\text{II.13})$$

#### II.4.1.2.6 Retard de transconductance intrinsèque ( $\tau$ )

Le courant de drain,  $I_{DS}$  ne répond pas instantanément aux variations de la tension de grille. Le retard inhérent à ce processus est décrit par le retard de transconductance. Il représente le temps nécessaire à la charge pour se redistribuer après une fluctuation de la tension de grille. Elle est inversement proportionnelle à la fréquence de gain unitaire.

#### II.4.1.2.7 Résistances de charge $R_i$ et $R_{gd}$

Ce sont des résistances de charge pour les capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$ . Ils s'adaptent respectivement à la longueur source - grille et à la longueur de drain - grille. Plus ces résistances sont petites, plus le dispositif devient rapide, car il réduit le temps de retard de charge des condensateurs.

b) **Les éléments extrinsèques** sont généralement considérés comme indépendants de la polarisation du transistor. On distingue :

- ✓ Résistances extrinsèques  $R_s$ ,  $R_d$  et  $R_g$

Ils sont inclus pour tenir compte de la résistance de contact des contacts ohmiques, de la résistance d'accès dynamique et de toute résistance de masse menant au canal actif.  $R_g$  résulte de la résistance à la métallisation du contact de grille Schottky. On préfère généralement que ces résistances soient inférieures car elles peuvent provoquer du bruit, une dissipation de puissance et une non-linéarité [22].

- ✓ Les capacités  $C_{pg}$  et  $C_{pd}$  sont les capacités parasites induites par les accès de grille et de drain par rapport au substrat [23].
- ✓  $L_g$  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 [24].
- ✓  $L_g$  représente l'inductance d'accès de l'électrode de grille. Cette inductance modélise les effets inductifs du contact de grille.

#### II.4.2 Principaux défis de la technologie GaN HEMT

L'état d'art des dispositifs GaN HEMT ont montré des performances excellentes pour les applications de puissance RF et micro-ondes. Bien que, il y'a toujours des effets limitatifs et indésirables propres à cette technologie qui influent sur les caractéristiques statiques et nuisent de manière significative les performances hyperfréquences des transistors.

### II.4.2.1 Les effets de piégeages

Jusqu'à aujourd'hui, le phénomène de piège est parmi les primordiaux facteurs qui limitent les performances des dispositifs HEMT à base de AlGaN / GaN [25]. La présence des défauts de matériels dus à la croissance de l'hétérojonction AlGaN / GaN sur un substrat, créent des niveaux profonds à l'intérieur du dispositif qui agissent comme des pièges pour les porteurs de charge.

Les charges parasites qui entrent et sortent des pièges situés sur certains régions du dispositif HEMT détériorent les performances dynamiques du dispositif ainsi que leur fiabilité [26].

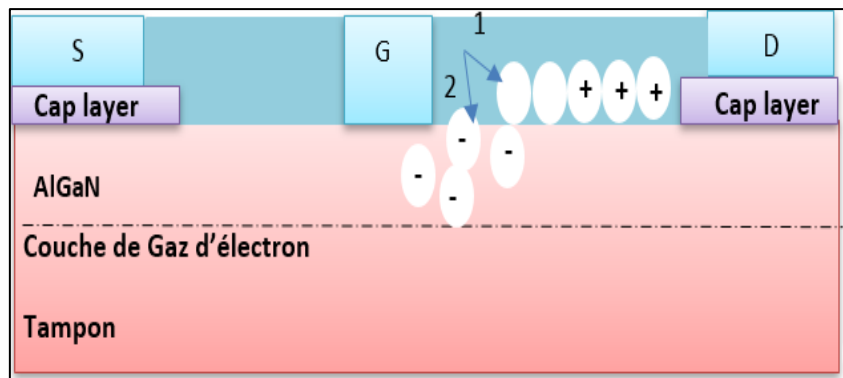
Les différentes positions des pièges à l'intérieur du dispositif suscitent plusieurs effets parasites qui dégradent les performances DC comme la résistance ( $R_{ON}$ ), la transconductance dynamique ou la puissance de sortie RF [26], [27]. On peut envisager deux groupes de piégeage : le premier qui réagisse à des changements de polarisation de grille, qui génère les effets dits de « Gate-Lag », et le deuxième réagissant à des changements de polarisation de drain, engendrant les effets dits de « Drain-Lag ».

### II.4.2.2 Gate-Lag

Gate-Lag décrit la réponse transitoire lente observée dans la mesure du courant de drain lorsque la tension de grille appliquée du dispositif est modifiée brusquement. Le gate-lag est considéré comme cause de deux mécanismes physiques. Le premier est lié à la présence de donneurs d'état de surface ionisés sur la surface non fermée du dispositif.

L'application d'une tension de polarisation inverse élevée aux la borne de la grille produit la fuite d'électrons entre la grille côté drain et la région d'accès au drain, par suite les donneurs ionisés de surface capturent ces électrons, ce qui entraîne une région d'appauvrissement accrue du canal. Cet effet a été conçu comme une porte virtuelle. En raison du processus de piégeage de la charge sous la grille. Le second mécanisme est lié au décalage positif de la tension de pincement du dispositif [28].

Ces pièges sont positionnés dans la couche barrière AlGaN ou les couches de GaN. La figure II.8 montre la représentation schématique du mécanisme du gate -lag. L'usage d'une couche de passivation et la mise en œuvre de la plaque de champ à la grille peuvent diminuer les effets de gate-lag [29].

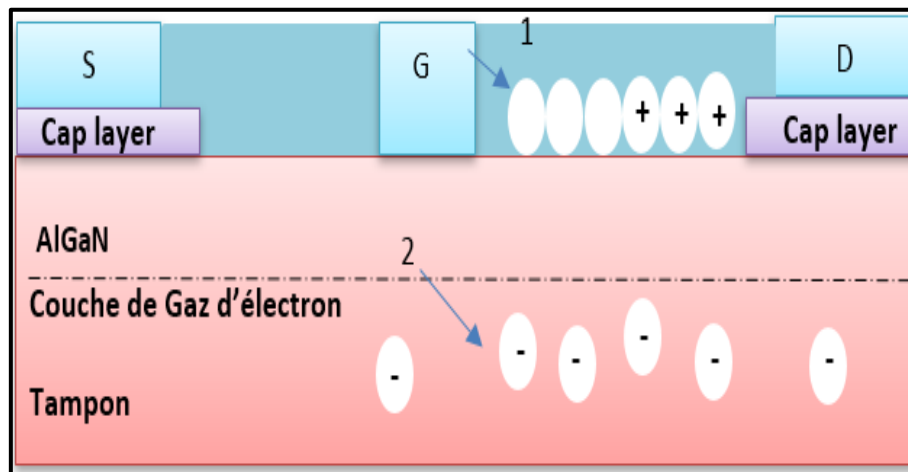


**Figure II.8** : schéma descriptif du mécanisme gate-lag ; 1) les piégeages de surface 2) le piégeage sous la grille.

### II.4.2.1.3 Drain-lag

Drain-lag est utilisé pour décrire la chute brusque du courant de drain lors d'impulsions négatives (ou positives). Par conséquent, les conditions de polarisation de grille et de drain appliquées est la réponse combinée de l'effet drain-lag.

La figure II.9 montre le schéma explicatif du mécanisme drain-lag distingué dans les HEMT GaN. Une polarisation négative très élevée appliquée au dispositif induit l'effet de décalage de grille dû à la fuite d'électrons à la surface du dispositif et cela module les électrons disponibles dans le canal 2DEG. De plus, la pulsation de la borne de drain vers des conditions de polarisation plus élevées entraîne un champ électrique accru à travers le dispositif. En raison des conditions de l'application d'une polarisation élevée de drain, les électrons dans le canal s'excitent. Par conséquent ces électrons peuvent fuir du canal et se piéger dans la région tampon du dispositif [30], incitant ainsi une réduction considérable du courant de drain.



**Figure II.9** : schéma descriptif du mécanisme drain-lag ; 1) les piégeages de surface 2) le piégeage du tampon.

### II.4.2.4 Effondrement de courant

Un autre paramètre important dans l'évaluation de la fiabilité des HEMT est l'effondrement du courant ou également appelé dispersion ou compression de courant, qui est la réduction du courant de drain après l'application de la haute tension. Cet effet limite les performances des HEMT dans les applications hautes puissance et haute fréquence.

L'origine de l'effondrement actuel a été attribuée au piégeage de surface, dans la couche barrière AlGaN, ou au piégeage tampon, dans la couche tampon GaN. Kawanago et al. [31] ont étudié la contribution du métal de grille à l'effondrement du courant dans les HEMT AlGaN / GaN. Ils suggèrent l'implication du piégeage d'électrons sur les défauts de la couche d'AlGaN, en particulier au bord de la grille côté drain.

Pour déterminer un mécanisme de dégradation détaillé, il est primordial de prendre en compte le piégeage, tel que les emplacements physiques, les niveaux d'énergie et les constantes de temps de piégeage.

Les mécanismes possibles de suppression des effets de piégeage par passivation SiN<sub>x</sub> sont :

- La passivation empêche les électrons de créer un tunnel à partir du métal de grille et de la densité d'état du piège [32]
- Remplacement des donneurs de surface par l'incorporation de passivation entre Si et l'état de surface [33].

Une autre couche diélectrique d'Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> déposée par une technique de dépôt de couche atomique améliore les performances de puissance I-V pulsée et RF par rapport au PECVD SiN<sub>x</sub> [34].

La structure optimisée de la plaque de champ de surface est efficace pour la suppression des phénomènes d'effondrement du courant dus à la relaxation du pic de champ électrique au bord de la grille [35].

#### II.4.2.5 Effet d'auto-échauffement et de dégradation des électrons chauds

Bien que les dispositifs à base de GaN présentent l'avantage d'une densité d'électrons et d'un courant de sortie élevés, le flux de courant élevé génère beaucoup de chaleur, ce que l'on appelle l'auto-échauffement. L'auto-échauffement est un problème sérieux dans les composants GaN. En raison de l'auto-échauffement, les températures des canaux peuvent atteindre plusieurs centaines de degrés au-dessus de la température de base ambiante. Les augmentations de température peuvent modifier considérablement les propriétés du matériau dépendant de la température, telles que la bande interdite et la mobilité, ce qui entraîne une dégradation des performances du composant [36].

La réduction de la mobilité entraîne une réduction du courant à cause de l'augmentation de la tension de fonctionnement. Cela diminue la densité de puissance maximale et augmente également la fuite de grille. La figure (II.10) présente le schéma descriptif d'un dispositif HEMT montrant la région de champ électrique élevé. L'auto-échauffement provoque un abaissement de la transconductance (G<sub>m</sub>) et de la puissance de sortie (P<sub>s</sub>) en RF.

La figure II.11 illustre le phénomène d'auto-échauffement qui se déduit par la chute du courant de drain.



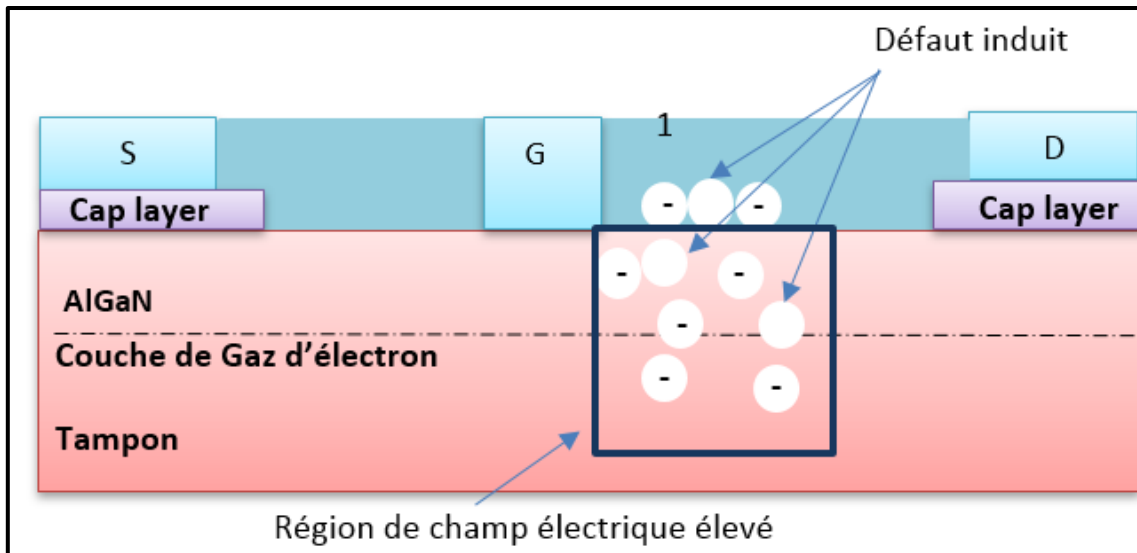


Figure II.10 Schéma descriptif de la région de champ électrique élevé d'un transistor HEMT [36].

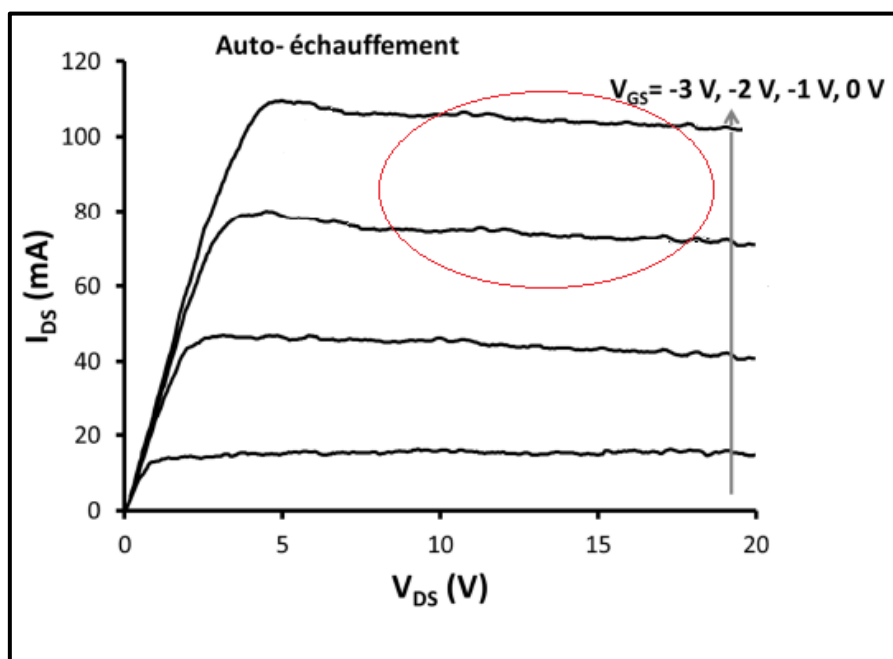
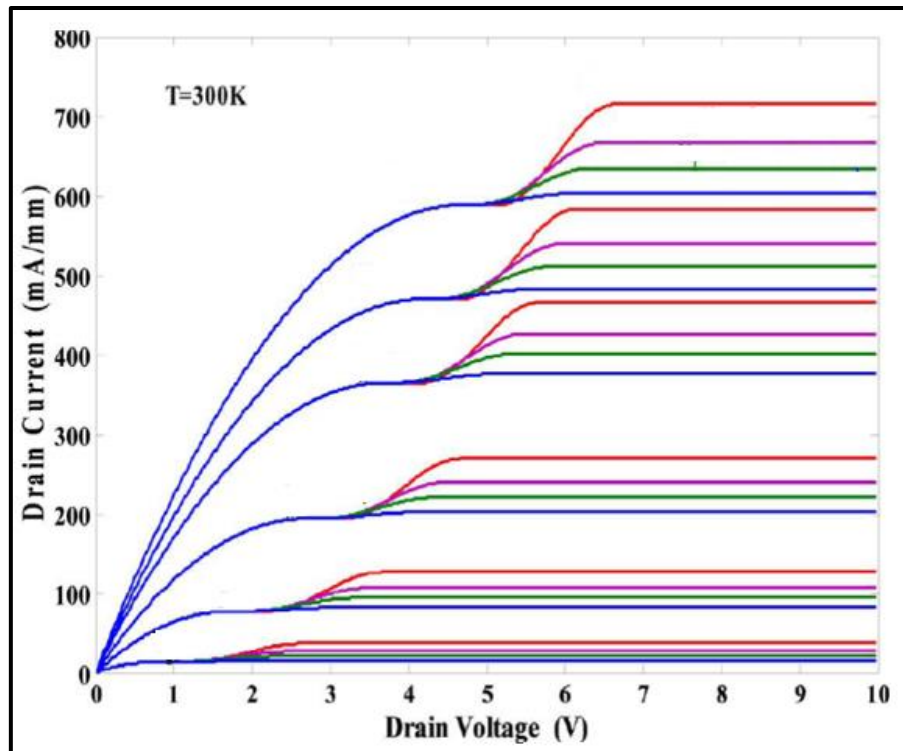


Figure II.11 : le phénomène d'auto-échauffement représenté dans la caractéristique de sortie [36].

#### II.4.2.7 L'effet de Kink

L'effet de Kink est une augmentation anormale du courant de drain  $I_{DS}$  à une tension de source de drain  $V_{DS}$  relativement faible comme le montre la figure II.12, résultant du décalage de la tension de seuil.



**Figure II.12** : Augmentation anormale du courant  $I_{DS}$  par effet de Kink qui dépend du dopage [37].

Les mécanismes de l'effet kink sont classés selon trois points de vue et ont été clairement résumés dans [37]:

- ionisation par impact du canal et accumulation de trous consécutive, entraînant un changement de potentiel d'interface de surface ou canal / substrat [38]. Altuntas et al. [39] ont montré que l'effet de Kink prend son origine dans l'ionisation par impact de niveaux peu profonds au voisinage de la grille, le piégeage / décrochement dépendant du champ dans les niveaux profonds [40].

- un effet combiné d'ionisation par impact et de niveaux profonds, générant ainsi des trous et modifiant l'état d'occupation de la surface, et les niveaux profonds de l'interface masse ou canal / substrat [41].

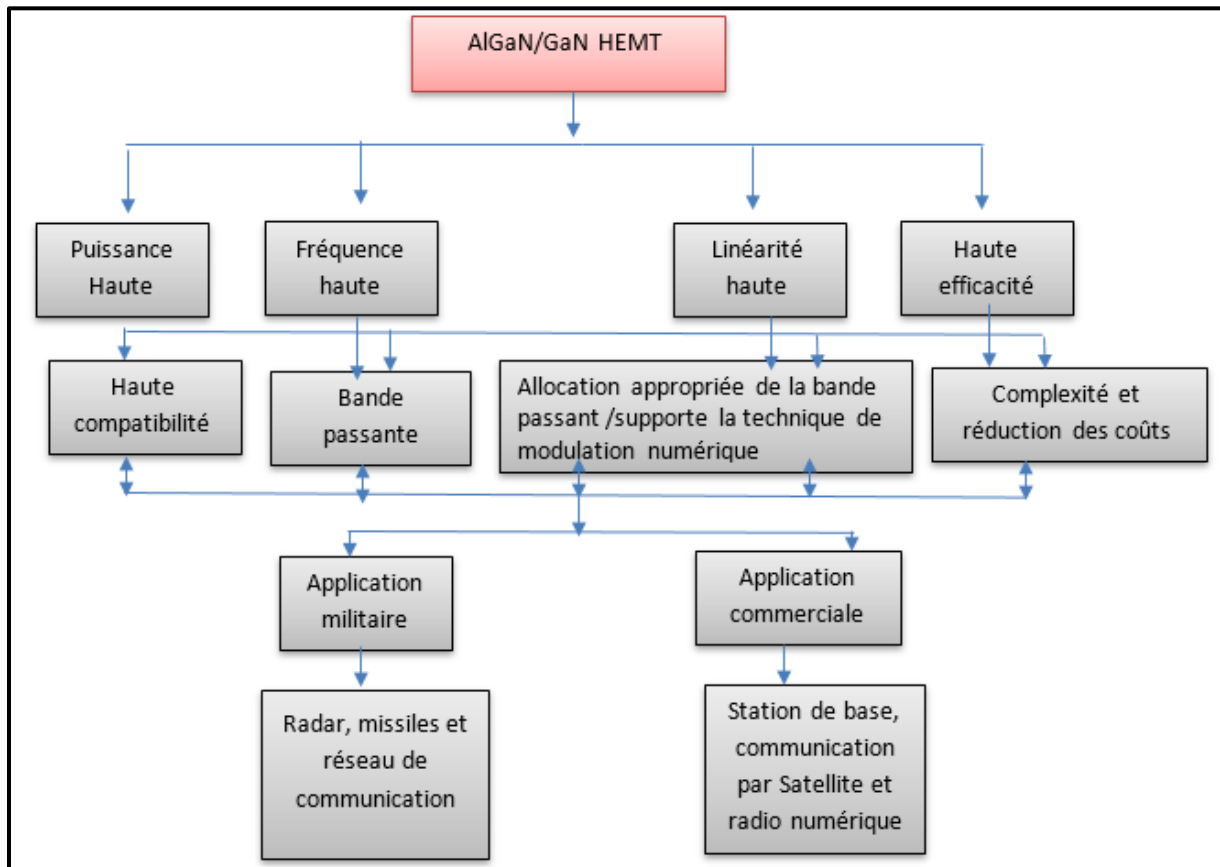
Meneghesso et al. [42] ont suggéré que l'effet Kink pourrait être induit par l'ionisation par impact interbande d'électrons par des pièges lents dans les couches épitaxiales sous la grille, éventuellement dans le tampon GaN. Xu et al. [43] ont rapporté que l'effet de pli dans les HEMT AlGaN / GaN peut être diminué en utilisant la passivation  $Al_2O_3$  en remplacement de  $Si_3N_4$ .

### II.4.3 Les applications de AlGaN/GaN

Grâce aux excellentes propriétés physiques du nitrure de gallium, les HEMT réussissent énormément à pénétrer le marché de grand public pour une vaste gamme d'applications, particulièrement les téléphones portables, les radars, mélangeurs, oscillateurs, surveillance, reconnaissance, diffusion TV, satellite de communication, stations de base, sitcom, espace, radios numériques et atténuateurs dans les applications commerciales et militaires [45].

Les HEMT GaN ont trouvé une utilisation dans les infrastructures sans fil et l'électronique de haute puissance en raison de leur efficacité élevée, de leur fonctionnement à haute fréquence et de leurs tensions de fonctionnement élevées [45]. La figure 1.13 montre les caractéristiques et les domaines d'application de AlGaN / GaN HEMT.

Les transistors à mobilité électronique élevée AlGaN / GaN (HEMT) ont attiré beaucoup d'attention pour les applications de radiofréquence (RF) et de commutation de puissance [46,47].



**Figure II.13** : Caractéristiques et domaines d'application de AlGaN / GaN HEMT.

## II .5 Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons présenté la description détaillée du transistor à haute mobilité d'électrons (HEMT). En commençant d'abord par une brève histoire sur les transistors à effet de champs. Ensuite, nous avons défini le principe de l'hétérojonction qui est la base des dispositifs électroniques conçus pour les applications de haute fréquence et de grande puissance. En outre, nous avons présenté une étude théorique sur le transistor HEMT AlGaN/GaN tels que sa structure, son principe de fonctionnement, les caractéristiques électriques, les défauts et les limites.

Aussi, nous avons décrit les principaux défis de la technologie de HEMT qui se présente dans les phénomènes de pièges, les effets d'effondrement de courant, le phénomène d'auto-échauffement. En finissant par les applications du HEMT.

Le chapitre III sera consacré aux résultats et discussions de la modélisation de transistor de HEMT dans différentes configurations.

- [1] Liechti, C. A., “Microwave Field-Effect Transistors—1976,” IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 24, No. 6, juin 1976, pp. 279, 300.
- [2] Garver, R. V., “Microwave Semiconductor Control Devices,” IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 27, No. 5, Mai 1979, pp. 523–529.
- [3] Ayasli, Y., R. A. Pucel, J. A. Vorhaus, and W. Fabian, “A Monolithic X-Band Single-Pole, Double-Throw Bidirectional GaAs FET Switch,” Proc. IEEE GaAs IC Symp., 1980.
- [4] Ayasli, Y., “Microwave Switching with GaAs FETs,” Microwave J., Vol. 25, November 1982, pp. 61–74
- [5] T. Mimura, S. Hiyamizu, T. Fujii, and K. Nanbu, “A new field-effect transistor with selectively doped GaAs/n-Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As heterojunctions,” Japanese journal of applied physics, vol. 19, no. 5, p. L225, 1980.
- [6] J. W. Orton, The story of semiconductors. Oxford University Press, 2004.
- [7] Bon, M., Scavennec, A., Transistors et circuits intégrés à hétérostructures III-V Techniques de l’ingénieur, traité Electronique, E 2 450, 1999.
- [8] M. Asif Khan, A. Bhattarai, J. Kuznia, and D. Olson, “High electron mobility transistor based on a GaN-Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N heterojunction,” Applied Physics Letters, vol. 63, no. 9, pp. 1214–1215, 1993.
- [9] A. Kawano, N. Adachi, Y. Tateno, S.-y. Mizuno, N. Ui, J.-i. Nikaido, and S. Sano, “High-efficiency and wide-band single-ended 200w GaN HEMT power amplifier for 2.1 GHz w-CDMA base station application,” in Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings, vol. 3, pp. 4–pp, IEEE, 2005.
- [10] He Xiao-Guang, Zhao De-Gang†, Jiang De-Sheng. “Formation of two-dimensional electron gas at AlGaN/GaN heterostructure and the derivation of its sheet density expression”, Chinese Physics B, 2015, 24(6): 067301.
- [11] S. L. Selvaraj, A. Watanabe, A. Wakejima, and T. Egawa, “1.4-kv breakdown voltage for AlGaN/GaN high-electron-mobility transistors on silicon substrate,” IEEE Electron Device Letters, vol. 33, no. 10, pp. 1375–1377, 2012.


- [12] X. Wang, C. Wang, G. Hu, J. Wang, T. Chen, G. Jiao, J. Li, Y. Zeng, and J. Li, "Improved dc and RF performance of AlGaIn/GaN HEMTs grown by MOCVD on sapphire substrates," *Solid-state electronics*, vol. 49, no. 8, pp. 1387–1390, 2005.
- [13] M.-A. di Forte Poisson, M. Magis, M. Tordjman, R. Aubry, N. Sarazin, M. Peschang, E. Morvan, S. Delage, J. Di Persio, R. Quéré, et al., "Low-MOCVD growth of GaAlIn/GaN heterostructures on silicon carbide: application to HEMT devices," *Journal of crystal growth*, vol. 272, no. 1, pp. 305–311, 2004.
- [14] K. K. Chu, P. C. Chao, M. T. Pizzella, R. Actis, D. E. Meharry, K. B. Nichols, R. P. Vaudo, X. Xu, J. S. Flynn, J. Dion, and G. R. Brandes, "9.4 W/mm Power Density AlGaIn-GaN HEMTs on Free-Standing GaN Substrates," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 25, no. 9, pp. 596–598, Sep. 2004.
- [15] J. D. Brown, R. Borges, E. Piner, A. Vescan, S. Singhal, and R. Therrien, "AlGaIn/GaN HFETs fabricated on 100-mm GaN on silicon (111) substrates," *Solid-State Electron.*, vol. 46, no. 10, pp. 1535–1539, 2002.
- [16] S. T. Sheppard, K. Doverspike, W. L. Pribble, S. T. Allen, J. W. Palmour, L. T. Kehias, and T. J. Jenkins, "High-power microwave GaN/AlGaIn HEMTs on semi-insulating silicon carbide substrates," *Electron Device Lett. IEEE*, vol. 20, no. 4, pp. 161–163, 1999.
- [17] Y. Ando, Y. Okamoto, H. Miyamoto, T. Nakayama, T. Inoue, and M. Kuzuhara, "10-W/mm AlGaIn-GaN HFET with a field modulating plate," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 24, no. 5, pp. 289–291, May 2003.
- [18] J. M. Tirado, J. L. Sanchez-Rojas, and J. I. Izpura, "Simulation of surface state effects in the transient response of AlGaIn/GaN HEMT and GaN MESFET devices," *Semiconductor Science and Technology*, vol. 21, pp. 1150 - 1159, 2006.
- [19] Golio, J.M., "RF and Microwave Semiconductor Device," Handbook, Boca Raton, Fla.: CRC Press 2003.
- [20] R. Vetury, N. Q. Zhang, S. Keller, and U. K. Mishra, "The impact of surface states on the DC and RF characteristics of AlGaIn/GaN HFETs," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 48, pp. 560-566, March 2001.
- [21] Neamen, D.A., *Semiconductor Physics and Devices : Basic Principles*, Boston: McGraw-Hill. 746 2003.

- [22] 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.
- [23] 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 Load-Pull à Charge Active 26.5 – 40 GHz », Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France, Septembre 1991.
- [24] 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.
- [25] S.C. Binari, K. Ikossi, J.A. Roussos, W. Kruppa, D. Park, H. B. Dietrich, D. D. Koleske, A. E. Wickenden and R.L. Henry, "IEEE Trans. Electron Devices, vol. 48, no. 3, pp. 465–471, Mar. 2001.
- [26] D. Jin and J. A. del Alamo, "Methodology for the Study of Dynamic ON-Resistance in High-Voltage GaN Field-Effect Transistors," IEEE Trans. Electron Devices, vol. 60, no. 10, pp. 3190–3196, Oct. 2013.
- [27] J. Joh and J. A. del Alamo, "A Current-Transient Methodology for Trap Analysis for GaN High Electron Mobility Transistors," IEEE Trans. Electron Devices, vol. 58, no. 1, pp. 132–140, Jan. 2011.
- [28] S. Martin-Horcajo, A. Wang, A. Bosca, M. F. Romero, M. J. Tadjer, A. D. Koehler, T. J. Anderson and F. Calle, "Trapping phenomena in AlGa<sub>N</sub> and InAlN barrier HEMTs with different geometries," Semicond. Sci. Technol., vol. 30, no. 3, p. 035015, 2015.
- [29] S.C. Binari, K. Ikossi, J.A. Roussos, W. Kruppa, D. Park, H. B. Dietrich, D. D. Koleske, A. E. Wickenden and R.L. Henry, "IEEE Trans. Electron Devices, vol. 48, no. 3, pp. 465–471, Mar. 2001.
- [30] 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.
- [31] T. Kawanago, K. Kakushima, Y. Kataoka, A. Nishiyama, N. Sugii, H. Wakabayashi, K. Tsutsui, K. Natori, and H. Iwai, "Gate technology contributions to collapse of drain current in


- AlGaIn/GaN schottky HEMT,” IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 61, no. 3, pp. 785–792, 2014.
- [32] X. Lu, K. Yu, H. Jiang, A. Zhang, and K. M. Lau, “Study of interface traps in AlGaIn/GaN mishemts using lpcvd sin x as gate dielectric,” IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 64, no. 3, pp. 824–831, 2017.
- [33] R. Vetry, N. Q. Zhang, S. Keller, and U. K. Mishra, “The impact of surface states on the dc and RF characteristics of AlGaIn/GaN HFETs,” IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 48, no. 3, pp. 560–566, 2001.
- [34] A. Richter, Aluminum oxide for the surface passivation of high efficiency silicon solar cells: Technology and advanced characterization. PhD thesis, Fraunhofer Verl., 2015.
- [35] W. Saito, T. Nitta, Y. Kakiuchi, Y. Saito, K. Tsuda, I. Omura, and M. Yamaguchi, “Suppression of dynamic on-resistance increase and gate charge measurements in high-voltage GaN-HEMTs with optimized \_eld-plate structure,” IEEE transactions on electron devices, vol. 54, no. 8, pp. 1825–1830, 2007.
- [36] Manju K. Chattopadhyay and Sanjiv Tokekar, ” Thermal model for dc characteristics of AlGaIn/GaN HEMTs including self-heating effect and non-linear polarization,” Microelectronics Journal, vol. 39, pp. 1181–1188, 2008.
- [37] J. Haruyama, H. Negishi, Y. Nishimura, and Y. Nashimoto, “Substrate-related kink effects with a strong light-sensitivity in AlGaAs/InGaAs pHEMT,” IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 44, no. 1, pp. 25–33, 1997.
- [38] M. H. Somerville, A. Ernst, and J. A. del Alamo, “A physical model for the kink effect in InAlS/InGaAs HEMTs,” IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 47, no. 5, pp. 922–930, 2000.
- [39] P. Altuntas, N. Defrance, M. Lesecq, A. Agboton, R. Ouhachi, E. Okada, C. Gaquiere, J.-C. De Jaeger, E. Frayssinet, and Y. Cordier, “On the correlation between kink effect and effective mobility in InAln/GaN HEMTs,” in European Microwave Integrated Circuit Conference (EuMIC), 2014 9th, pp. 88–91, IEEE, 2014.
- [40] C. Canali, F. Magistrali, A. Paccagnella, M. Sangalli, C. Tedesco, and E. Zanoni, “Trap-related effects in AlGaAs/GaAs HEMTs,” IEE Proceedings G (Circuits, Devices and Systems), vol. 138, no. 1, pp. 104–108, 1991.



- [41] A. Mazzanti, G. Verzellesi, C. Canali, G. Meneghesso, and E. Zanoni, "Physics-based explanation of kink dynamics in AlGaAs/GaAs HFETs," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 23, no. 7, pp. 383–385, 2002.
- [42] G. Meneghesso, F. Zanon, M. J. Uren, and E. Zanoni, "Anomalous kink effect in GaN high electron mobility transistors," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 30, no. 2, pp. 100–102, 2009.
- [43] D. Xu, K. Chu, J. Diaz, W. Zhu, R. Roy, L. M. Pleasant, K. Nichols, P.-C. Chao, M. Xu, and D. Y. Periode, "0.2-um AlGaN/GaN high electron-mobility transistors with atomic layer deposition Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> passivation," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 34, no. 6, pp. 744–746, 2013.
- [45] U. K. Mishra, P. Parikh, and Y.-F. Wu, "AlGaN/GaN HEMTs—an overview of device operation and applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 6, pp. 1022–1031, 2002.
- [46] B. J. Baliga, "Gallium nitride devices for power electronic applications," *Semiconductor Science and Technology*, vol. 28, no. 7, p. 074011, 2013.
- [47] U. K. Mishra, L. Shen, T. E. Kazior, and Y.-F. Wu, "GaN-based RF power devices and amplifiers," *Proceedings of the IEEE*, vol. 96, no. 2, pp. 287–305, 2008.



**Modélisation des transistors  
HEMT à base de technologies  
AlGaN/GaN et  
AlGaN /GaN/BGaN**



### III .1 Introduction

L'objectif de notre travail est basé sur l'étude et la modélisation des transistors à haute mobilité électronique AlGaIn/GaN et AlGaIn/GaN/BGaIn. Il s'agit de simuler leurs performances DC et AC. Pour cela, pour la simulation nous utilisons le logiciel SILVACO.

Les structures des transistors HEMT conçues seront étudiées et leurs caractéristiques DC et AC seront simulées et discutées.

### III.2 Le logiciel TCAD-SILVACO

TCAD "Technology Computer Aided Design" est un logiciel utilisé pour simuler des dispositifs à semi-conducteurs. Il prédit le comportement électrique d'un composant, qui peut être modélisé en deux dimensions (2D) ou trois dimensions (3D). Le logiciel se compose de plusieurs programmes qui travaillent ensemble pour atteindre les résultats souhaités. Les principaux programmes sont Deckbuild, Devedit, Tonyplot et Athena, mais il existe plusieurs sous-programmes accessibles pendant la simulation qui servent des fonctions plus spécifiques. Ces programmes donnent à l'utilisateur la possibilité de simuler le processus de production pour fabriquer un dispositif semi-conducteur et tester ses caractéristiques. Il existe de nombreux modèles, méthodes numériques et types de matériel intégré au programme, offrant une large gamme de fonctionnalités à l'utilisateur. Il permet la modélisation à la fois des composants simples et des circuits complexes [1].

#### III.2.1 ATLAS TCAD-SILVACO

ATLAS est un simulateur de composants qui permet de déterminer les caractéristiques de sortie d'un composant à partir des structures physiques et des conditions de polarisation. Il le fait en appliquant un ensemble d'équations différentielles basées sur les lois de Maxwell et consistent en l'équation de Poisson, les équations de continuité et les équations de transport.

Les trois équations dérivées des lois de Maxwell sont [1]:

- L'équation de Poisson qui relie les potentiels électrostatiques à la densité de charge d'espace
- L'équation de continuité des porteurs pour les électrons et les trous
- Les équations de transport proviennent de l'équation de transport de Boltzmann. L'application d'approximations et de simplifications à cette équation aboutit au modèle de dérive-diffusion, au modèle de transport du bilan énergétique ou au modèle hydrodynamique. Le modèle de diffusion par dérive est le modèle le plus simple, mais il est moins précis pour les appareils avec des tailles de fonctionnalités plus petites. Lorsque de petits composants sont utilisés, il est alors nécessaire d'utiliser le bilan énergétique ou les modèles hydrodynamiques.

### III.2.2 ATHENA TCAD-SILVACO

Le module de simulation ATHENA de TCAD-SILVACO offre la possibilité de simuler les processus utilisés dans l'industrie des semi-conducteurs : oxydation, diffusion, implantation ionique, lithographie, gravure et le processus de dépôt. Il fournit des simulations rapides et précises de toutes les étapes de fabrication utilisées dans les technologies bipolaire, MESFET, HEMT, MEMS optoélectronique, et composants de puissance (Silvaco, 2010). Il offre des informations essentielles pour la conception et l'optimisation des processus technologiques telles que les profondeurs de jonction, les concentrations de porteurs etc.

### III.2.3 DECKBUILD

Deckbuild est le programme principal qui exécute la simulation et appelle les programmes associés selon les besoins. Deckbuild utilise le code de ligne de commande pour désigner quoi et comment exécuter. Les résultats de simulation tels que la profondeur de jonction, concentration de porteurs, tension de seuil, courant s'affichent sur une fenêtre d'information (Fenêtres de sortie).

### III.2.4 TONYPLOT

Tonyplot est un outil graphique utilisé pour tracer des données obtenues à partir de simulations d'appareils. TONYPLOT affiche des caractéristiques de sortie en deux dimensions (2D), ou trois dimensions (3D).

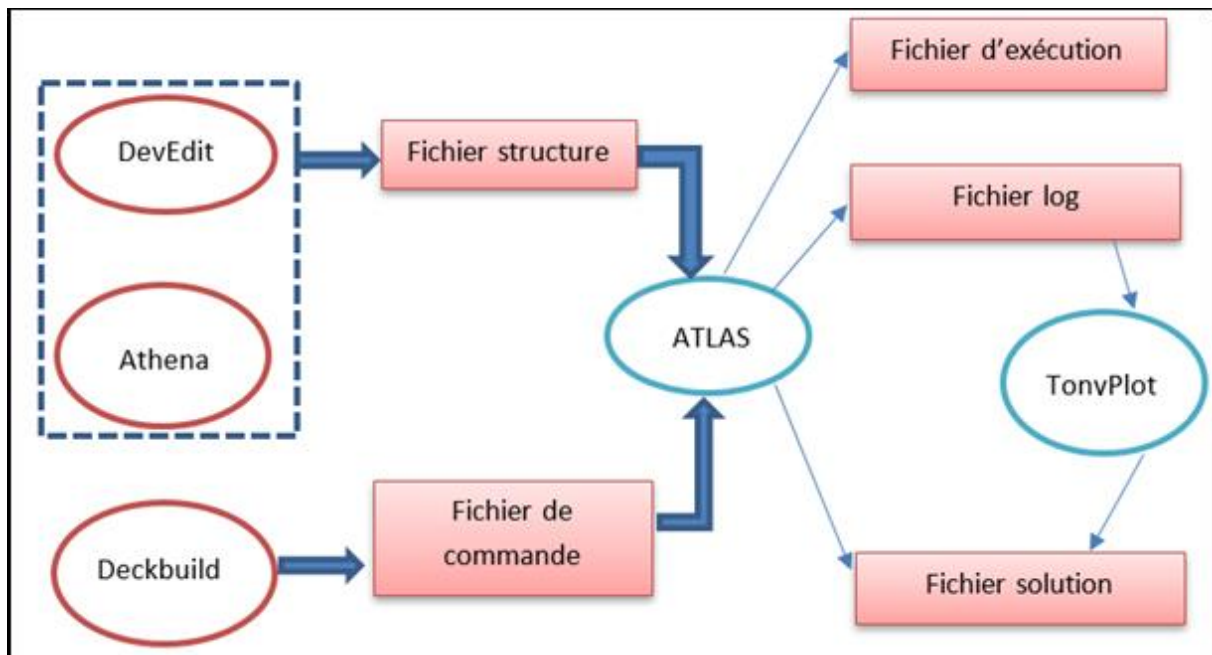


Figure III.1 : Fichiers d'entrée et de sortie d'ATLAS [1].

### III.3 Résultats de simulations

#### III.3.1 Structures des HEMTs étudiées

Dans ce travail, deux structures de HEMT à base de  $\text{Al}_{0.26}\text{Ga}_{0.74}\text{N}/\text{GaN}/4\text{H-SiC}$  et  $\text{Al}_{0.26}\text{Ga}_{0.74}\text{N}/\text{GaN}/\text{B}_{0.02}\text{Ga}_{0.98}\text{N}$  sont considérées. Les deux structures est donnée par les figures III.2. La première structure considérée a été déjà traitée par d'autres chercheurs. La deuxième a été conçue dans le cadre de ce travail et présentant des caractéristiques et performances meilleures.

La grille a une forme de T pour diminuer sa résistance ainsi son métal effectuant son contact Schottky est de l'or (Au). Une couche de passivation  $\text{Si}_3\text{N}_4$  est déposée au sommet du HEMT pour réaliser une caractéristique électrique bien régulée en séparant le bord supérieur du transistor des réactions chimiques qui peuvent être dans l'atmosphère.

Pour les électrodes source et drain qui sont utilisés comme des contacts ohmiques, ils ont une épaisseur de 250 nm d'or. Au-dessous de ces deux électrodes il y a la couche cap layer de GaN fortement dopée de sorte qu'elle assure un bon contact ohmique ainsi que la couche Schottky  $\text{Al}_{0.26}\text{Ga}_{0.74}\text{N}$  qui permet d'assurer le contact Schottky de la grille.

De plus, il y a la couche donneuse de  $\text{Al}_{0.26}\text{Ga}_{0.74}\text{N}$  dopée type n afin de fournir les électrons libres à la structure. En outre, la couche espaceur non intentionnellement dopée  $\text{Al}_{0.26}\text{Ga}_{0.74}\text{N}$  est déposée pour écarter les atomes de la couche donneuse et ceux du canal. Ensuite, une couche de GaN appelée canal, là où se crée le gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG) est déposée. Une couche tampon pour promouvoir le confinement des électrons et minimise la fuite des porteurs vers le substrat est intégrée. Concernant la deuxième structure, une couche barrière arrière de nitrure de gallium borée (BGaN) avec une concentration de bore égale à 2% est rajoutée. Par ailleurs, le substrat utilisé pour les deux structures est de 4H-SiC.

Dans la cadre de la validation des résultats obtenus dans le cadre de ce travail, la structure HEMT à base d'AlGaIn/GaN sans barrière, déjà étudiée par Gassoumi .M et al [2], sera étudiée en premier. Cette structure étudiée par Gassoumi .M et al [2] présentait un auto-échauffement et un effet de pièges qui apparaissait à la surface du HEMT ce qui réduisait les performances du composant. Par conséquent, il est important de déposer une couche de passivation pour éviter ces phénomènes et améliorer les performances du transistor. A ce titre, et comme amélioration à cette structure on va étudier la même topologie mais en rajoutant une couche de passivation en  $\text{Si}_3\text{N}_4$ .

La figure III.3 décrit les structures sans et avec une couche de passivation. Ces structures sont caractérisées par une couche tampon AlN/AlGaIn de 500 nm, une couche canal GaN de 1,8  $\mu\text{m}$ , une barrière  $\text{Al}_{0.26}\text{Ga}_{0.74}\text{N}$  d'une épaisseur de 23 nm, une couche de cap GaN de 1 nm ainsi une grille d'une longueur de 0,25  $\mu\text{m}$ . Les distances grille-source et grille-drain sont de 0,77  $\mu\text{m}$  et 1,32  $\mu\text{m}$ , respectivement.



Figure III.2 : Structures des HEMTs étudiées.

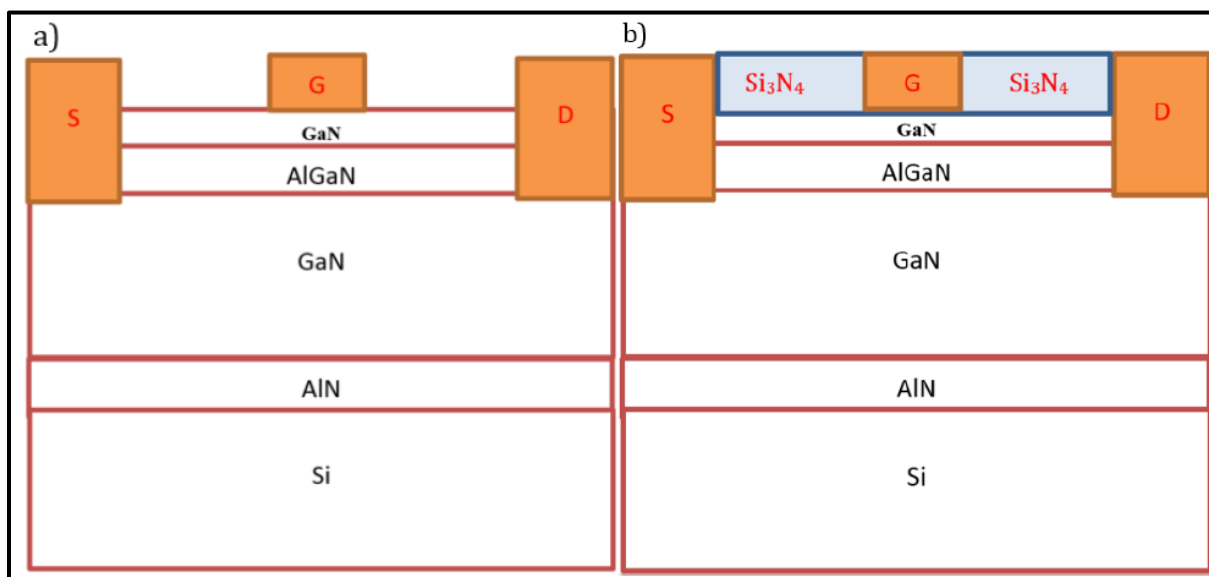


Figure III.3 : La structure de AlGaIn / GaN HEMT a) sans passivation et b) avec passivation.

Nom de la couche	Epaisseur (nm)	Matériau	Dopage (cm <sup>-3</sup> )
La couche ohmique	1	GaN	1*10 <sup>22</sup>
La couche Schottky	10	Al <sub>0.26</sub> Ga <sub>0.74</sub> N	N.I.D
La couche donneuse	6	Al <sub>0.26</sub> Ga <sub>0.74</sub> N	1*10 <sup>18</sup>
La couche espaceur	4	Al <sub>0.26</sub> Ga <sub>0.74</sub> N	N.I.D
La couche canal	30	GaN	1*10 <sup>17</sup>
La couche arrière-barrière (2 <sup>ème</sup> structure)	8	B <sub>0.02</sub> Ga <sub>0.98</sub> N	1*10 <sup>16</sup>
La couche tampon	250	GaN	N.I.D
Substrat	550	4H-SiC	N.I.D
Passivation	20	Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>	--
Espacement drain-grille	1084	--	--
Espacement source-grille	681	--	--
Longueur de la grille	30	--	--
Longueur du drain (de la source)	50	--	--

Tableau III.1 : Paramètres géométriques et physique de HEMTs étudiés.

### III.3.2 Modèles physiques et matériels

Dans la partie ATLAS du fichier d'entrée, les contacts, matériaux et modèles sont définis. Pour la région GaN, on déclare la dépendance de la mobilité des porteurs de charge sur le dopage, les paramètres de recombinaison (durée de vie) sont également appliqués. Pour les régions AlN, la faible mobilité de champ et la durée de vie des porteurs de charge sont explicitement spécifiées dans l'instruction matérielle. Les nouveaux matériaux B<sub>0.02</sub>Ga<sub>0.98</sub>N et Al<sub>0.26</sub>Ga<sub>0.74</sub>N sont définis par des commandes spécifiques [1]. Les paramètres de base comme l'affinité électronique, la constante de réseau, la densité des états de masse et la permittivité sont calculés par les équations suivantes et introduits comme des entrées dans le logiciel.

- ✓ La constante de réseau « a » de AlGaIn et BGaIn peut être calculée par interpolation linéaire :

$$a(\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}) = xa(\text{AlN}) + (1-x)a(\text{GaN}) \quad (\text{III.1})$$

$$a(\text{B}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}) = xa(\text{BN}) + (1-x)a(\text{GaN}) \quad (\text{III.2})$$

avec  $a(\text{BN}) = 0.253$  nm,  $a(\text{AlN}) = 0.3112$  nm, and  $a(\text{GaN}) = 0.3189$  nm.

- ✓ La bande interdite de AlGaIn et BGaIn est calculée à partir de [3] [4]:

$$E_G(\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}) = xE_G(\text{AlN}) + (1-x)E_G(\text{GaN}) - 1.3x(1-x) \quad (\text{III.3})$$

$$E_G(\text{B}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}) = xE_G(\text{BN}) + (1-x)E_G(\text{GaN}) - 7.28x(1-x) \quad (\text{III.4})$$

Avec  $E_G(\text{GaN}) = 3.415 \text{ eV}$ ,  $E_G(\text{BN}) = 5.8 \text{ eV}$ , et  $E_G(\text{AlN}) = 6.15 \text{ eV}$ . [1]

- ✓ L'affinité de l'électron est donnée par [4]:

$$\frac{\Delta EC}{\Delta EV} = \frac{0.7}{0.3} \quad (\text{III.5})$$

- ✓ La permittivité en fonction de la fraction de composition  $x$  est donnée par [5]:

$$\varepsilon (\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}) = 8.5x + 0.89(1 - x) \quad (\text{III.6})$$

$$\varepsilon (\text{B}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}) = 8.5x + 0.89(1 - x) \quad (\text{III.7})$$

- ✓ La densité de nitrure d'états masse [6] :

$$m_e (\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x} \text{N}) = 0.314x + 0.2(1 - x), m_h (\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x} \text{N}) = 0.417x + 1.0(1 - x) \quad (\text{III.8})$$

$$m_e (\text{B}_x\text{Ga}_{1-x} \text{N}) = 0.35x + 0.2(1 - x), m_h (\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x} \text{N}) = 0.37x + 1.0(1 - x) \quad (\text{III.9})$$

- ✓ Shockley-Read-Hall model (recombination-generation). Le taux de recombinaison est donné par l'expression suivante [1]:

$$U_{\text{SRH}} = \frac{n.p - n_i^2}{\tau_p (n + n_i \exp [\frac{E_{\text{Trap}}}{KT_L}]) + \tau_n (p + n_i \exp [\frac{E_{\text{Trap}}}{KT_L}])} \quad (\text{III.10})$$

Où  $E_{\text{Trap}}$  est la différence entre le niveau d'énergie du piège et le niveau de Fermi intrinsèque,  $T_L$  est la température du réseau et  $\tau_n$  et  $\tau_p$  sont les durées de vie des électrons et des trous, respectivement.

- ✓ Le modèle de mobilité

La mobilité à bas champ est modélisée par une expression similaire à celle proposée par Caughey Thomas [7]:

$$U_0(T, N) = U_{\text{min}} \left(\frac{T}{300}\right)^{\beta_1} + \frac{(U_{\text{max}} - U_{\text{min}}) \left(\frac{T}{300}\right)^{\beta_2}}{1 + [N_{\text{ref}} \left(\frac{T}{300}\right)^{\beta_3}]^{\alpha} \left(\frac{T}{300}\right)^{\beta_4}} \quad (\text{III.11})$$

Où  $T$  est la température,  $N_{\text{ref}}$  est la densité de dopage totale, et  $\alpha$ ,  $\beta_1$ ,  $\beta_2$ ,  $\beta_3$ ,  $\beta_4$ ,  $\mu_{\text{min}}$  et  $\mu_{\text{max}}$  sont des paramètres déterminés à partir de la simulation de Monte Carlo [7].

Autre modèle utilisé pour la mobilité de champ élevée, il est basé sur un ajustement des données de Monte Carlo pour le nitrure en vrac, qui est décrit par l'équation suivante [7]:

$$U_n(E) = \frac{U_0(T, N) + V_n^{\text{sat}} \frac{E^{n_1-1}}{E_c^{n_1}}}{1 + \alpha \left(\frac{E}{E_c}\right)^{n_2} + \left(\frac{E}{E_c}\right)^{n_1}} \quad (\text{III.12})$$



Où  $\mu_0$  (T, N) est la mobilité de champ faible et les autres paramètres de ce modèle sont déterminés à partir d'une simulation de Monte Carlo.

Le tableau suivant récapitule les paramètres essentiels des matériaux utilisés dans ce travail.

Paramètre	GaN	AlN	$B_{0.02}Ga_{0.96}N$	$Al_{0.26}Ga_{0.74}N$	4H-SiC
$E_g(\text{ev})$	3,43	6,13	3,33	3,88	3,36
$\chi(\text{cm}^2/\text{vs})$	4,1	2,2	4,16	3,78	3,24
$N_c(\text{cm}^{-3})$	$2,24 \cdot 10^{18}$	$4,41 \cdot 10^{18}$	$2,29 \cdot 10^{18}$	$2,75 \cdot 10^{18}$	$1,23 \cdot 10^{19}$
$N_v(\text{cm}^{-3})$	$2,5 \cdot 10^{19}$	$6,75 \cdot 10^{18}$	$2,46 \cdot 10^{19}$	$1,95 \cdot 10^{19}$	$4,58 \cdot 10^{18}$
$\epsilon$	8.9	8.5	8.86	8.79	6.63

Tableau III.2 : paramètre de simulation.

### III.3.3 Maillage de structures simulées

Le maillage est défini par une série de lignes horizontales et verticales et l'espacement entre elles. L'intersection entre les lignes s'appelle un nœud qui représente le point où les équations sont résolues. Chaque région de la structure a un maillage défini afin d'affiner le maillage dans les zones qui connaissent une forte concentration de dopants et à côté de l'hétérojonction et d'élargir le pas de maillage en s'éloignant de l'hétérojonction du transistor étudié.

Plus le maillage est raffiné plus la précision du calcul augmente mais le temps de simulation augmente aussi. Par conséquent, il est important de trouver un compromis entre la densité de maillage et le temps de calcul de sorte d'avoir des résultats précis.

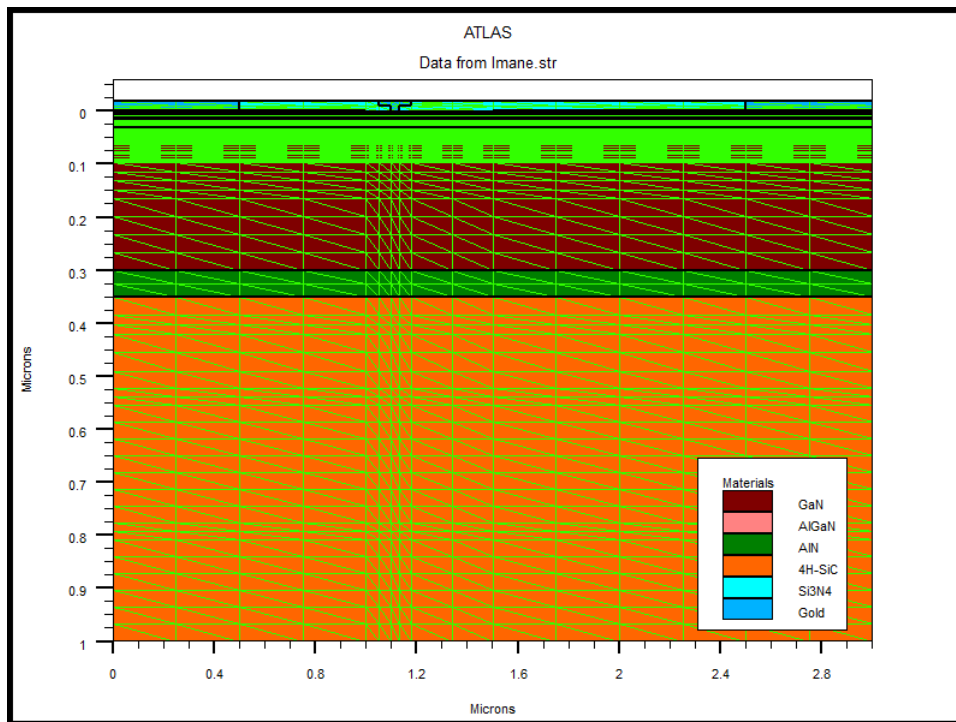


Figure III.4 : maillage de la structure AlGaIn/GaN HEMT.

### III.3.4 Dopage

Le dopage des deux structures est représenté par la figure III.5. Le dopage a été utilisé dans ce travail sous l'électrode du drain et de la source avec une concentration de  $1 \cdot 10^{22} \text{ cm}^{-3}$ . L'importance de ce dopage élevé est de simuler la diffusion des électrons dans le semi-conducteur et réaliser des très bons contacts ohmiques.

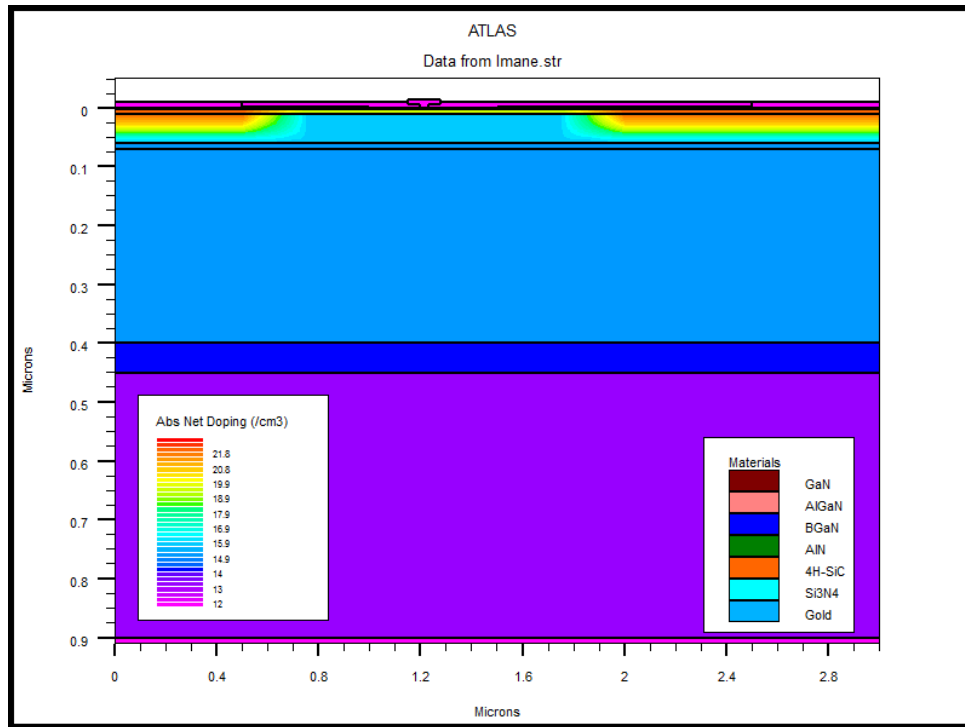
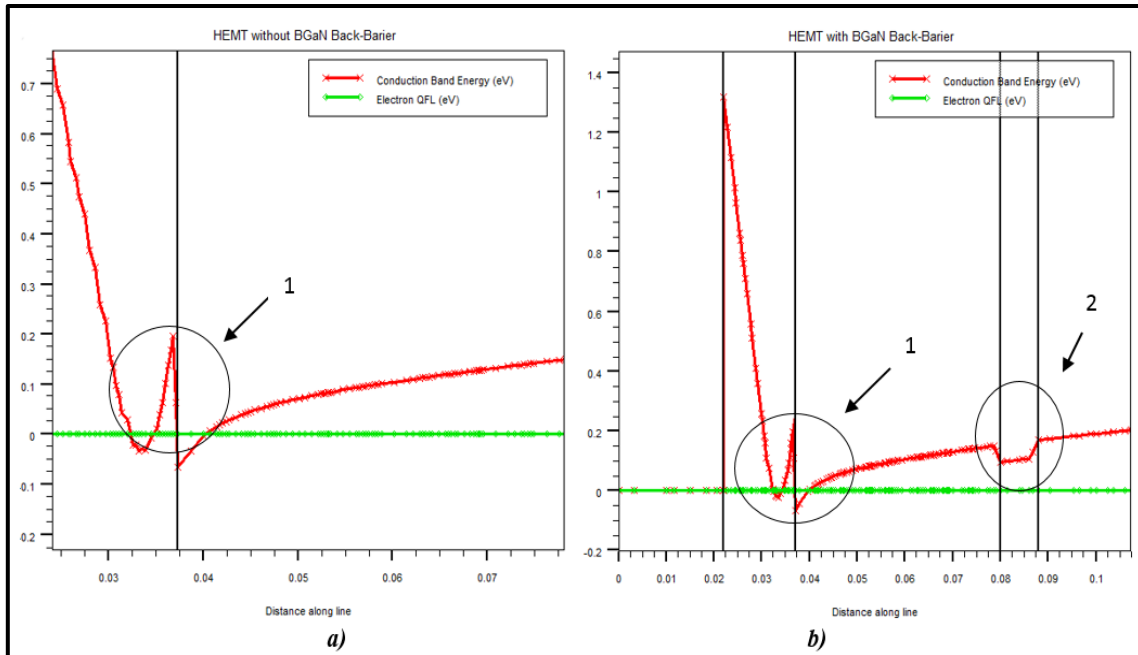


Figure III.5 : le dopage utilisé pour les deux structures.

### III.3.5 Diagrammes de bandes d'énergie

La fonction principale de HEMT peut être expliquée par le diagramme de bande d'énergie. Les énergies de conduction et de bande de valence en fonction de la profondeur à partir de la surface le long de la direction verticale des structures AlGaIn/B<sub>0.02</sub>Ga<sub>0.98</sub>N/ GaN et AlGaIn/GaN sont illustrés sur la figure III.6 .

La juxtaposition d'un matériau à grand gap (AlGaIn) avec un matériau à petit gap (GaN) implique la création d'une discontinuité sur la bande de conduction à l'interface des deux matériaux AlGaIn et GaN et c'est ce qu'on appelle l'hétérojonction.



**Figure III.6:** Diagramme d'énergie *a)*  $\text{Al}_{0,26}\text{Ga}_{0,74}\text{N}/\text{GaN}$  HEMT , *b)*  $\text{Al}_{0,26}\text{Ga}_{0,74}\text{N}/\text{B}_{0,02}\text{Ga}_{0,98}\text{N}/\text{GaN}$  HEMT.

Cette hétérojonction induit la création d'un puits de potentiel, qui est indiqué par le cercle n°1, dans les deux structures sans et avec la couche BGaN où se crée le gaz bidimensionnel (2DEG). Les électrons sont transmis et cumulés dans ce puits. En outre, il y a une augmentation de la bande de conduction ainsi que la formation d'un pic d'énergie qui est indiqué par le cercle n°2 observés dans HEMT avec la couche barrière de BGaN. Le pic est une barrière électrostatique qui empêche la migration des électrons du puits de potentiel et qui rend plus difficile la fuite des électrons de ce puits.

### III.3.6 Etude statique DC

#### III.3.6.1 Caractéristiques de sortie ( $I_{ds} - V_{ds}$ )

La figure III.7 présente une comparaison des caractéristiques de sortie ( $I_{ds} - V_{ds}$ ) obtenues pour différentes valeurs de tension de commande grille-source ( $V_{gs}$ ) et celles de Gassoumi .M et al [2]. Les résultats obtenus sont quasiment identiques à ceux de obtenus par Gassoumi .M et al [2]. Il est à noter que le courant drain-source maximal atteint la valeur à 0,4 A à  $V_{gs} = 0\text{V}$ . On remarque que pour les valeurs de  $V_{gs} = 0$  et  $-1\text{V}$ , une décroissance du courant de drain-source en augmentant la valeur de  $V_{ds}$ . Ce phénomène est causé par l'auto-échauffement et l'effet de pièges qui apparaissait à la surface du HEMT ce qui réduisait les performances du composant. Afin de remédier à ces phénomènes, une couche de passivation en  $\text{Si}_3\text{N}_4$  est déposée. La figure III.8 présente une comparaison des caractéristiques de sorties ( $I_{ds} - V_{ds}$ ) obtenues pour les deux configurations sans et avec la couche de passivation. Les résultats obtenus montrent une augmentation remarquable du courant de drain pour la structure sans couche de passivation qui atteint un courant maximal  $I_{ds} (\text{max})$  de 0,48 A, soit une

augmentation de 80 mA par rapport à la structure sans couche de passivation. Cette dernière empêche le chargement des états sur la surface et réduit le mécanisme de piégeage. L'augmentation du courant de drain après passivation indique que la densité du gaz bidimensionnel augmente à son tour.

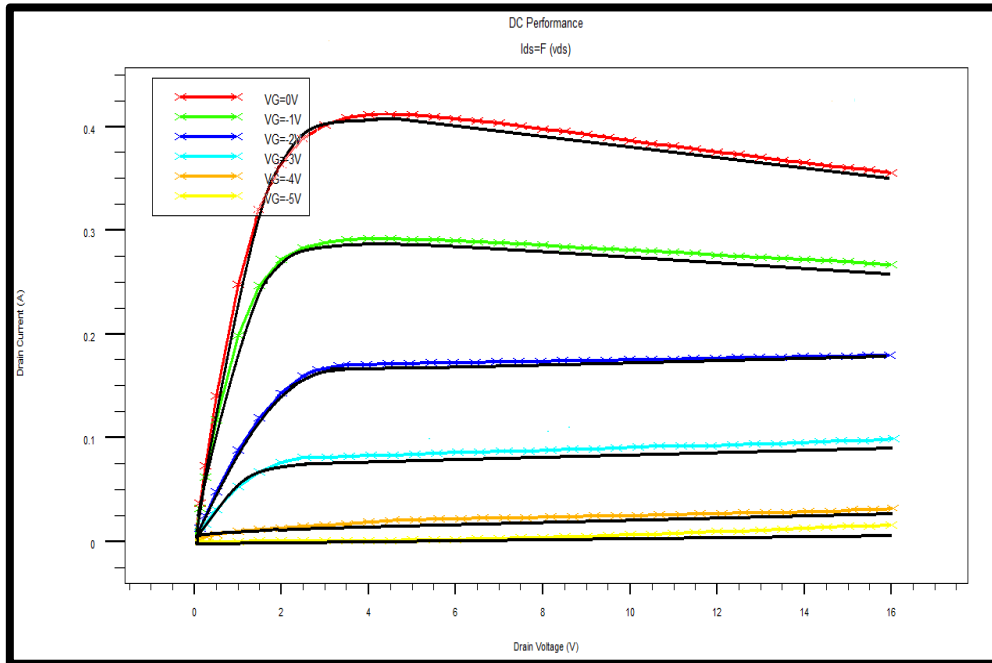


Figure III.7 : Comparaison des caractéristiques de sortie simulées de AlGaIn/GaN/Si HEMT sans passivation avec celles obtenues par Gassoumi .M et al [2] (trait noir).

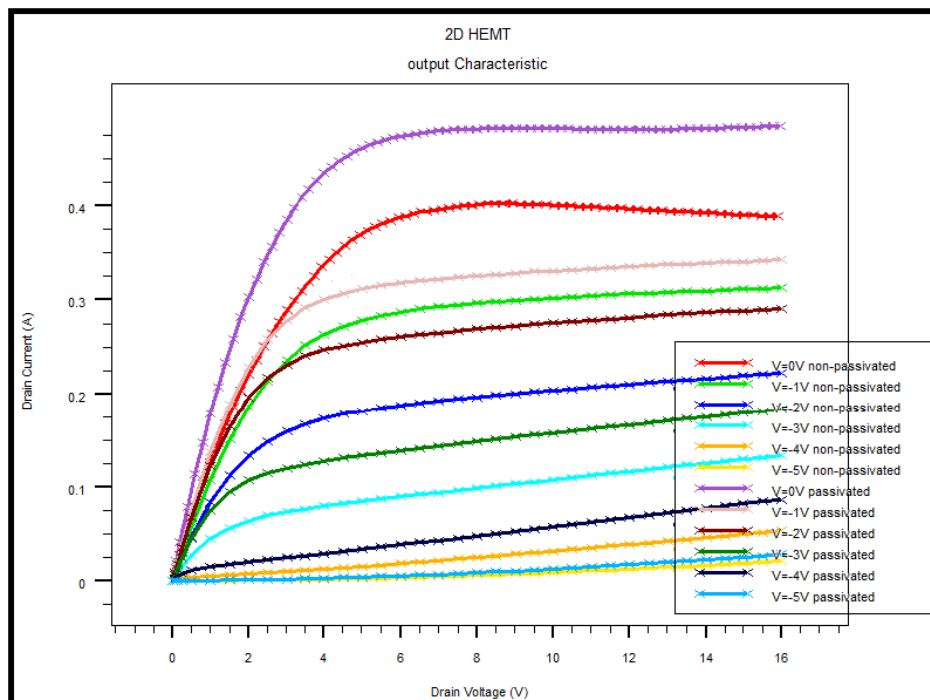
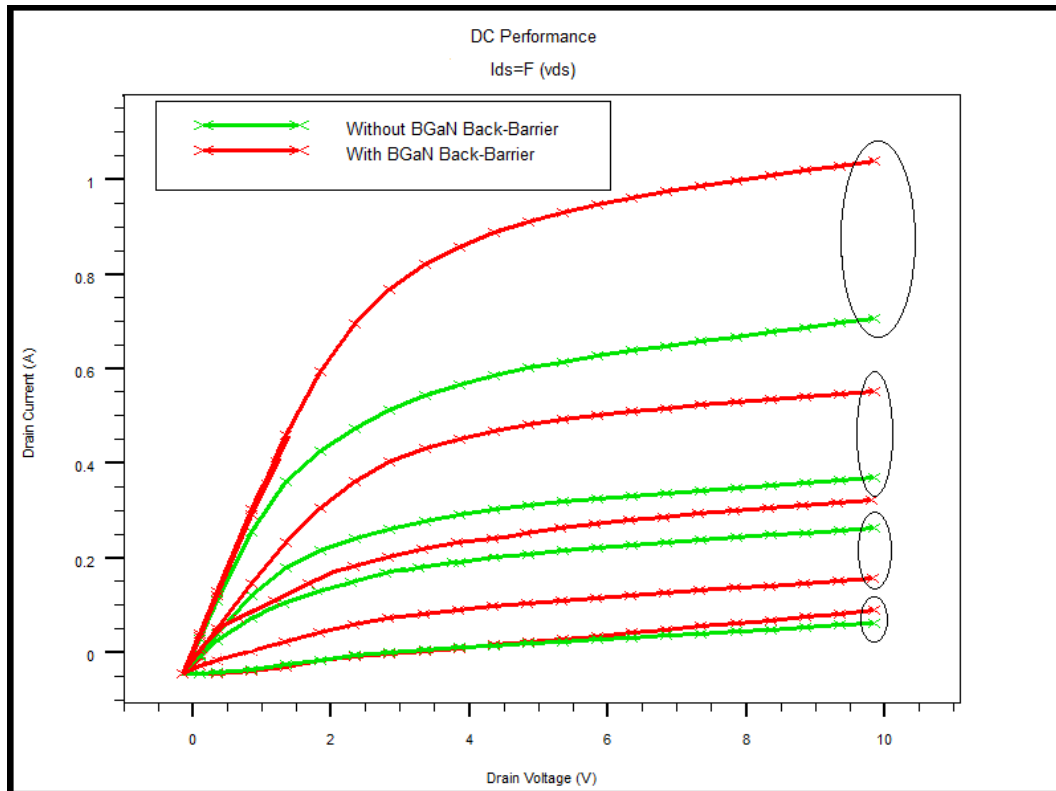


Figure III.8: Caractéristique de sortie simulée de AlGaIn/GaN HEMT sans passivation et avec passivation.

La figure III.9 présente les caractéristiques de sortie ( $I_{ds} - V_{ds}$ ) qui calcule le courant  $I_{ds}$  circulant entre le drain et la source en faisant varier la tension  $V_{ds}$  de 0 V à 10 V, pour différentes valeurs de tension de commande grille-source ( $V_{gs}$ ) de 0 V à - 2 V. Le résultat obtenu montre que le courant de drain maximal est de 1A pour le HEMT avec la barrière arrière de BGaN est meilleur à celui obtenu pour la structure sans barrière arrière le (0,6 A). Ce qui montre l'augmentation de la densité d'électrons dans 2DEG en augmentant la différence de polarisation à l'interface barrière / canal.



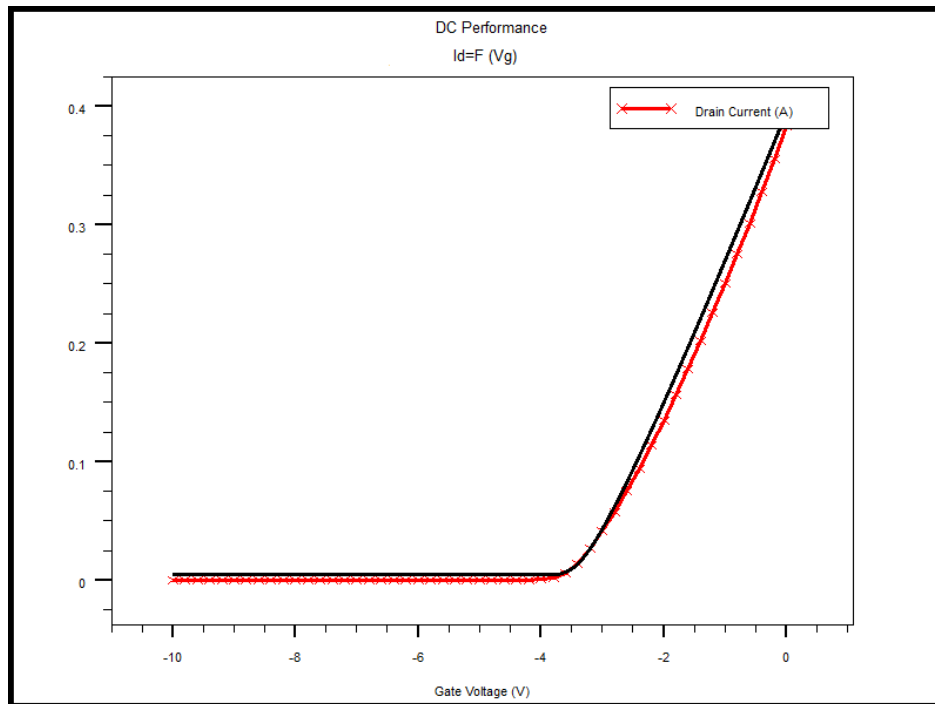
**Figure III.9 :** Courant drain-source ( $I_{DS}$ ) en fonction de la tension drain-source ( $V_{DS}$ ), pour différentes valeurs de tension grille-source ( $V_{GS}$ ).

### III.3.6.2 Caractéristiques de transfert ( $I_{ds} - V_{gs}$ )

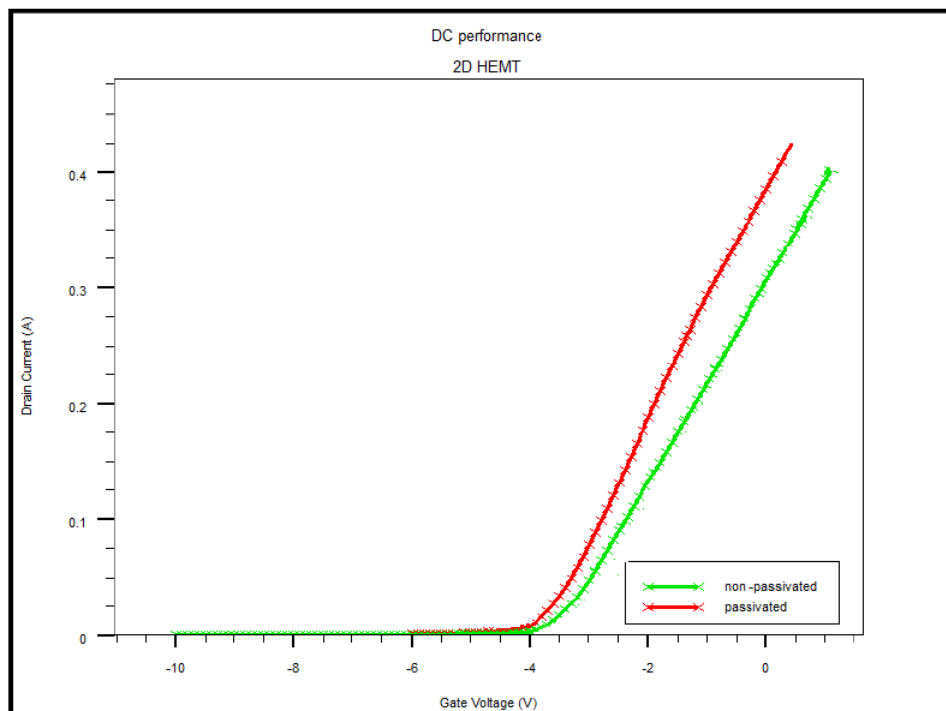
La figure III.10 montre la caractéristique de transfert qui représente l'évolution du courant drain-source ( $I_{ds}$ ) en fonction de la tension grille-source. La caractéristique de transfert simulée de la structure sans passivation est comparée à celle obtenue par Gassoumi .M et al [2]. La valeur de la tension de seuil obtenue est d'environ à -3,7 V et qui correspond à la valeur obtenue par Gassoumi .M et al [2].

La figure III .11 présente une comparaison des caractéristiques de transfert obtenues pour les deux configurations sans et avec la couche de passivation. On remarque une légère diminution de la valeur de la tension de seuil de -3,7V à -4V pour la structure avec une couche de passivation. Ceci est dû au

fait que la couche de passivation réduit l'effet de piège de surface. En effet, la couche de passivation de  $\text{Si}_3\text{N}_4$  réduit les courants de fuite, augmente la densité de gaz d'électrons 2D ainsi une diminution de la tension de pincement.

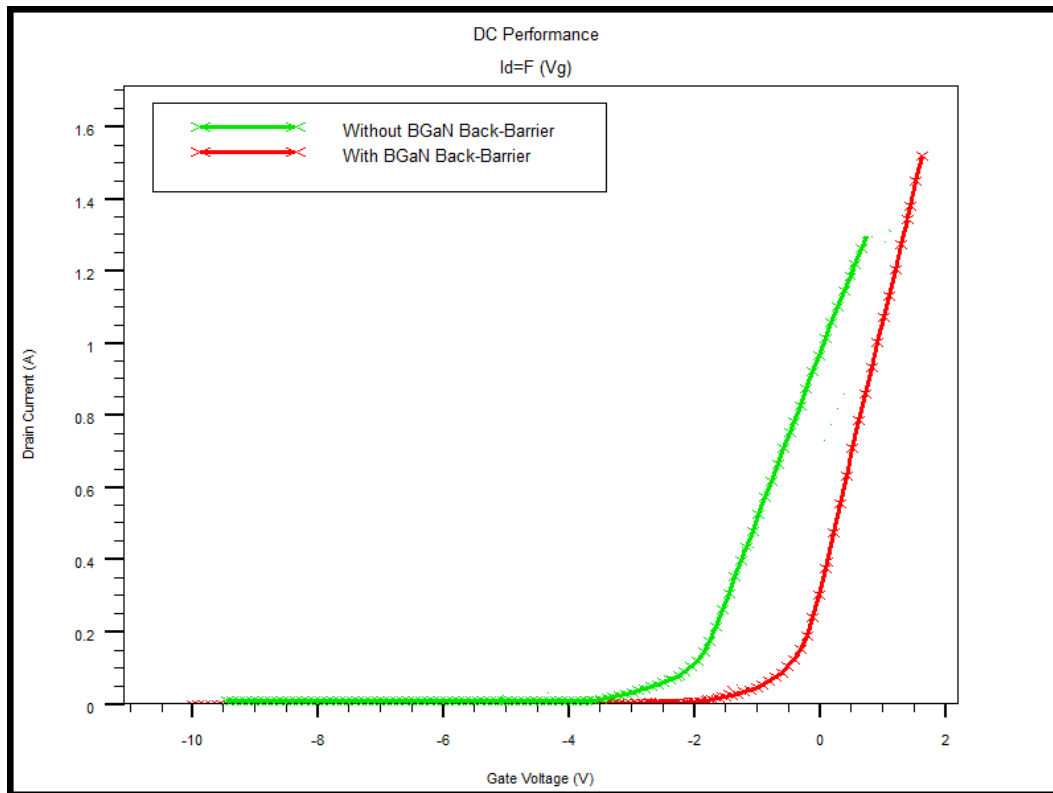


**Figure III.10** : caractéristique de transfert simulée de AlGaIn/GaN/Si HEMT sans passivation avec celle obtenue par Gassoumi .M et al [2] (trait noir).



**Figure III.11**: Caractéristique de transfert simulée de AlGaIn/GaN HEMT sans passivation et avec passivation.

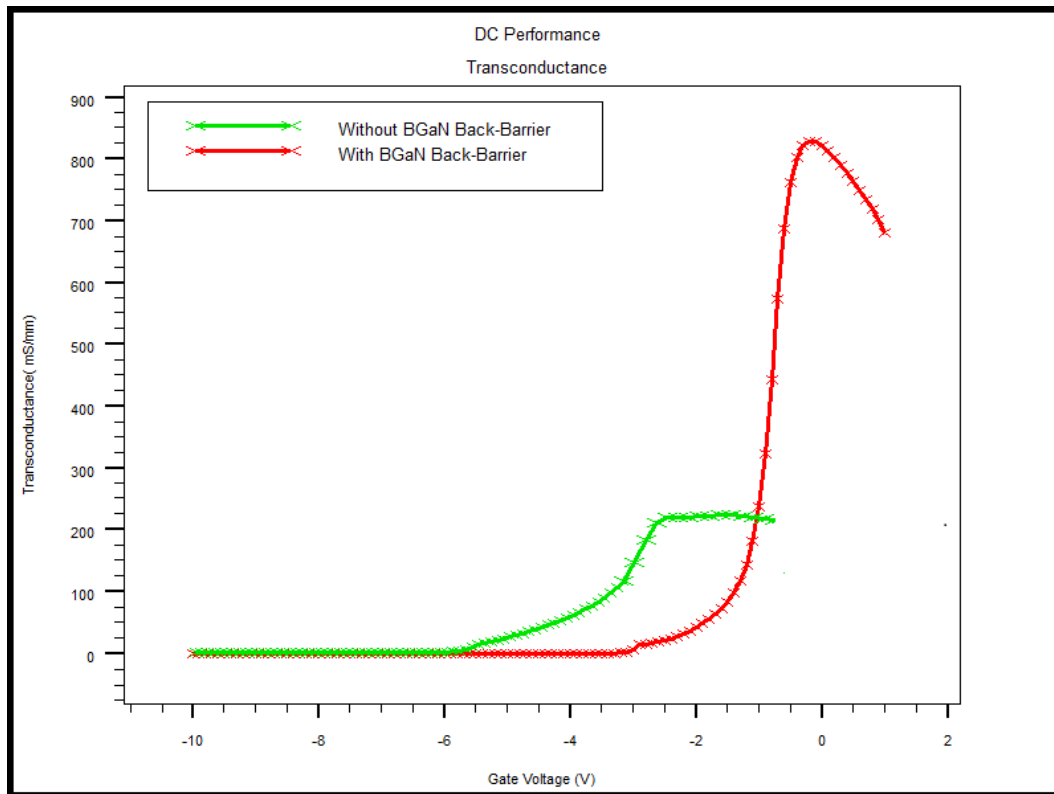
La figure III.12 montre la caractéristique de transfert qui représente l'évolution du courant drain-source ( $I_{ds}$ ) en fonction de la tension grille-source pour une tension drain-source constante fixée ici à 1V. La tension de seuil  $V_{th}$  est d'environ -1.5 V pour la structure avec une couche barrière BGaN, et qui est inférieure à la valeur obtenue de -3,5 V pour le HEMT sans barrière.



**Figure III.12** : Caractéristiques de transfert à  $V_{ds}=1V$ .

### III.3.6.3 Transconductance

La variation de la transconductance ( $G_m$ ) a été présentée sur la figure III.13. La simulation affiche pour une valeur de  $V_g=-1V$ , une transconductance maximale de 850 mS/mm pour la structure avec une couche barrière BGaN, et qui est meilleure à celle obtenue pour le HEMT sans couche barrière de BGaN (200 ms/mm).



**Figure III.13:** Transconductance  $G_m$  en fonction de la polarisation grille-source  $V_{gs}$ .

La courbe affichée s'explique par une forte concentration d'électrons disponibles pour la conduction qui augmente directement le courant de sortie  $I_{ds}$  et comme la transconductance est proportionnelle au courant  $I_{ds}$ ,  $G_m$  augmente également.

#### III.3.6.4 La pente sous seuil et le courant $I_{on}/I_{off}$

La figure III.14 montre la pente du sous-seuil (SS) qui est déterminée à partir de caractéristique  $\log(I_{ds})$  en fonction de  $V_{gs}$ . Elle correspond à la tension grille-source à appliquer pour réduire le courant de drain. Elle est obtenue pour des valeurs  $V_{gs}$  proches du pincement à  $V_{ds} = 0$  V.



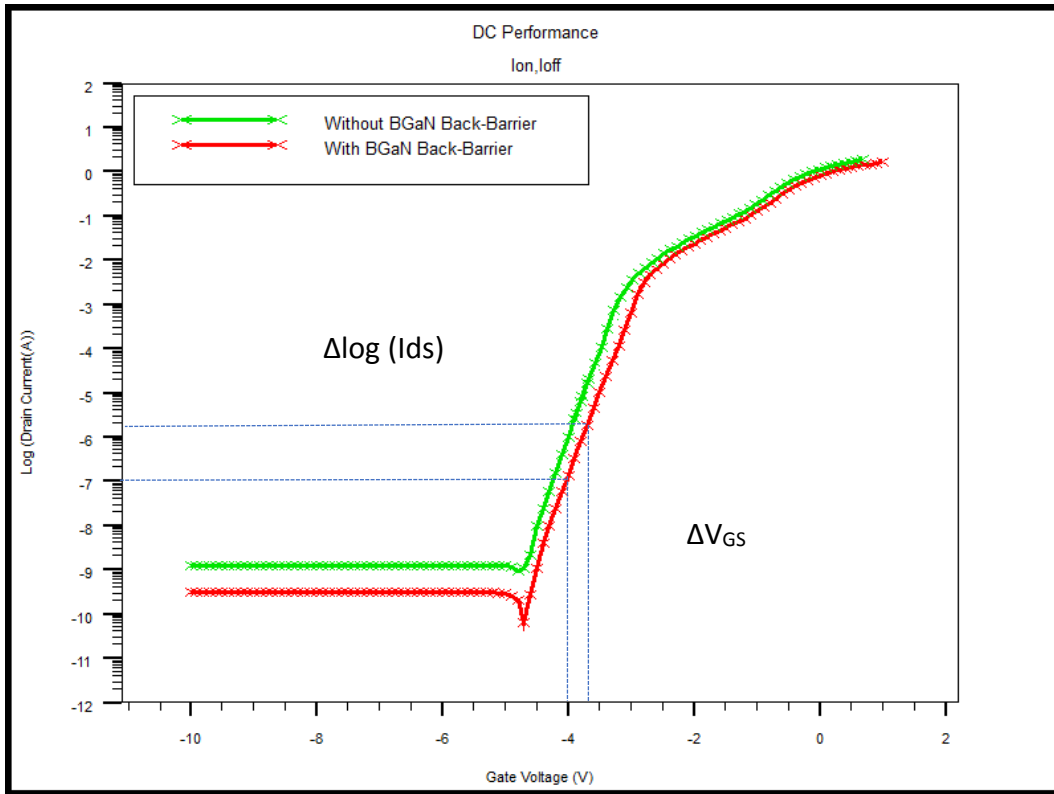


Figure III.14 : Courants Ion et Ioff.

- HEMT Sans la couche barrière B GaN (en vert)

$$SS = \frac{\Delta V_{gs}}{\Delta \log (I_{ds})} \tag{III.13}$$

$$SS = \text{Abs} [V_{gs2} - V_{gs1}] \tag{III.14}$$

$$SS = (V_{gs2} - V_{gs1}) / \text{dec} = [- 3.8 - (- 4)] \text{ V} / \text{dec} = 0.2 \text{ V} / \text{dec}$$

$$SS = 200 \text{ mV} / \text{dec}$$

- HEMT avec la couche barrière B GaN (en rouge)

$$SS = \text{Abs} [V_{gs2} - V_{gs1}]$$

$$SS = (V_{gs2} - V_{gs1}) / \text{dec} = [- 3.7 - (- 4)] \text{ V} / \text{dec} = 0.3 \text{ V} / \text{dec}$$

$$SS = 300 \text{ mV} / \text{dec}$$

Le HEMT avec barrière arrière B GaN présente un meilleur sous-seuil Swing 300 mV/déc par rapport à la structure sans barrière arrière B GaN qui est limité à 200 mV/déc.

Nous pouvons également faire ressortir  $I_{ON}$  et  $I_{OFF}$  pour calculer le rapport  $I_{ON} / I_{OFF}$ .

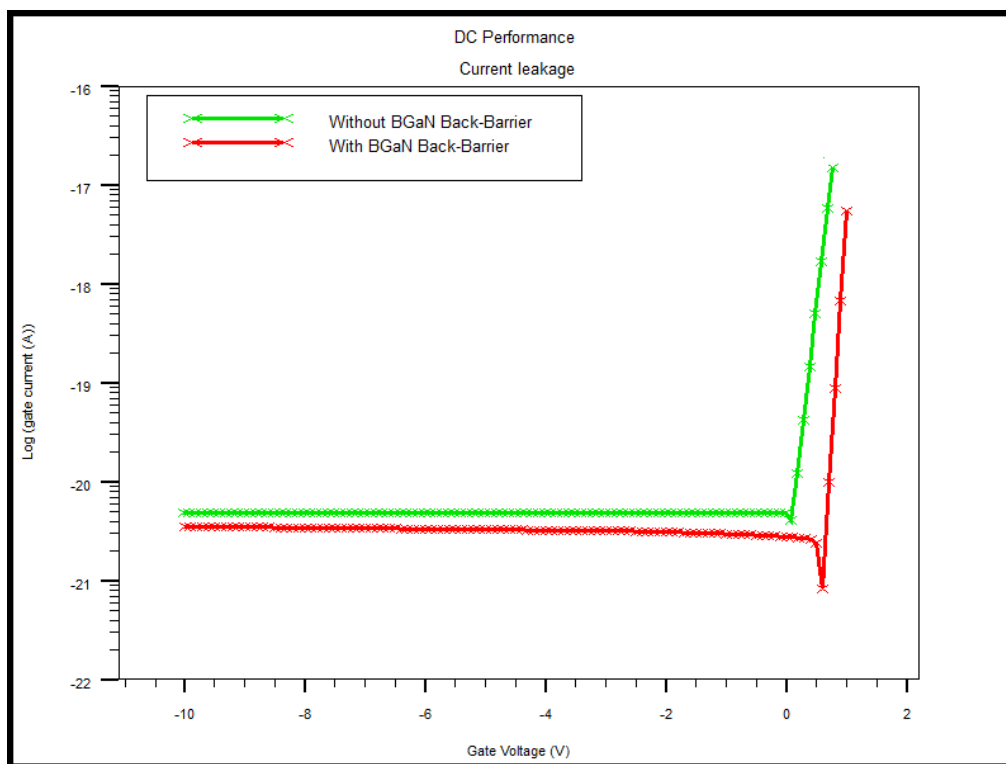
- De la courbe verte, on peut extraire  $I_{ON} = 10^0$  et  $I_{OFF} = 10^{-9}$ , et par conséquent le rapport de HEMT sans couche de B GaN est de  $I_{ON}/I_{off}$  est de  $10^9$ .

- De la courbe rouge,  $I_{ON} = 9.10^0$  et  $I_{OFF} = 6.10^{-9}$  résultant en un rapport  $I_{ON}/I_{OFF}$  de  $1,5.10^9$  pour le HEMT avec couche de BGaN. Un rapport  $I_{ON} / I_{OFF}$  élevé indique la qualité du composant, qui se traduit par une faible perte.

### III.3.6.5 Le courant de fuite

Le courant de fuite au niveau de la grille est la conséquence des effets de piégeage, de la surface et des effets de canal court (SCE). Par conséquent, la fuite d'électrons réduit le courant de sortie. La figure III.15 montre le courant de fuite de la grille pour les deux structures.

Pour la structure avec la couche BGaN, le courant de fuite égal à  $(5.10^{-21}$  A à  $V_{gs} = 0$  V) est faible par rapport à celui obtenu pour la structure sans la couche BGaN qui est de  $5.10^{-20}$  A à  $V_{gs} = 0$  V. Les valeurs obtenues permettent de minimiser la consommation.



**Figure III.15** : Variations de courant de fuite.

Le courant de fuite de grille réduit ( $I_g$ ) est plus avantageux pour obtenir un rapport  $I_{on}/I_{off}$  plus élevé. Une dissipation de puissance plus petite et une tension de claquage plus élevée pour le composant avec la couche barrière BGaN.

**III.3.6.6 Le DIBL**

DIBL en anglais (Drain Induced Barrier Lowering) est un phénomène important à déterminer pour les tensions de drain élevées dans les transistors à canal court et principalement utilisé pour les applications numériques.

- Pour le HEMT sans couche barrière BGaN

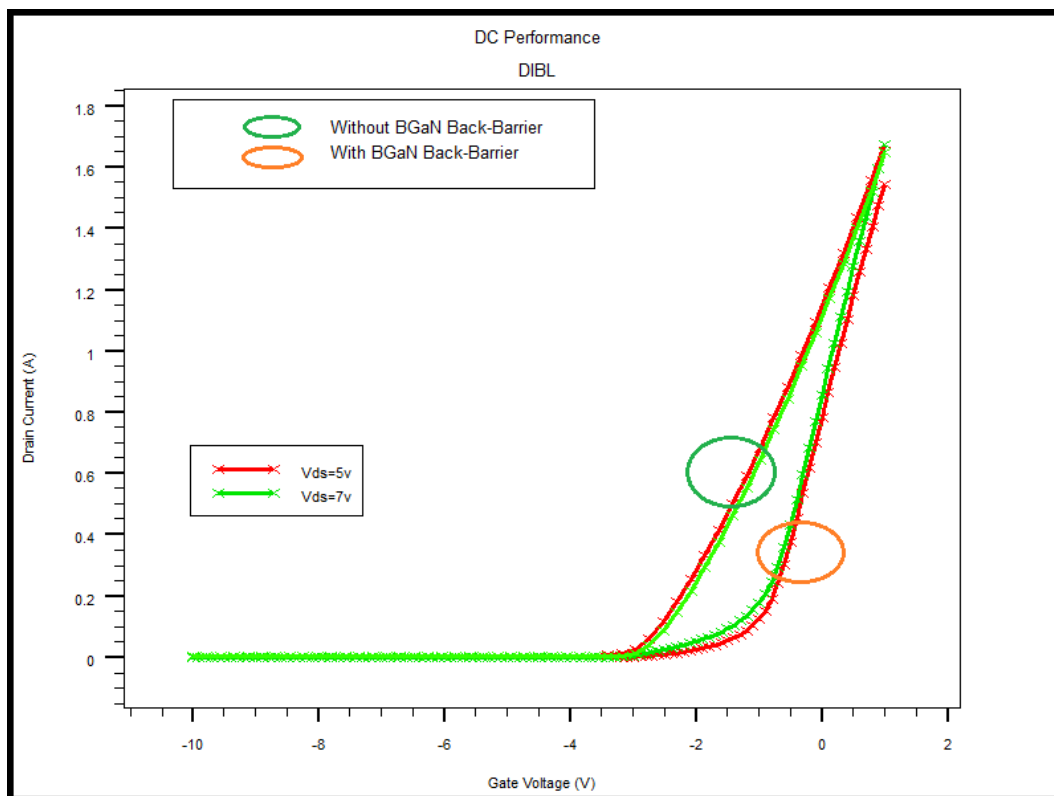
$$DIBL = \text{Abs} [\Delta V_{th} / \Delta V_{ds}] \tag{III.15}$$

DIBL= Abs [( $V_{th2}-V_{th1}$ ) / ( $V_{ds2}-V_{ds1}$ )] pour  $V_{ds1} = 5 \text{ V}$  and  $V_{ds2} = 7$  et  $V_{th1} = - 3,36 \text{ V}$   $V_{th2} = - 3,8 \text{ V}$   
 DIBL = 22 mV / V

- Pour le HEMT avec la couche barrière BGaN

DIBL= Abs [( $V_{th2}-V_{th1}$ ) / ( $V_{ds2}-V_{ds1}$ )] pour  $V_{ds1} = 5 \text{ V}$  and  $V_{ds2} = 7$   $V_{th1} = - 2 \text{ V}$   $V_{th2} = - 1.7 \text{ V}$   
 DIBL = 150 mV / V

Le DIBL est de 150 mV / V, c'est une très bonne valeur et plus avantageux que 22 mV / V comme cela a été montré dans la structure de HEMT sans barrière arrière BGaN. Le DIBL obtenu pour la structure avec barrière arrière BGaN est très important comparativement à celui obtenu pour les structures sans barrière.

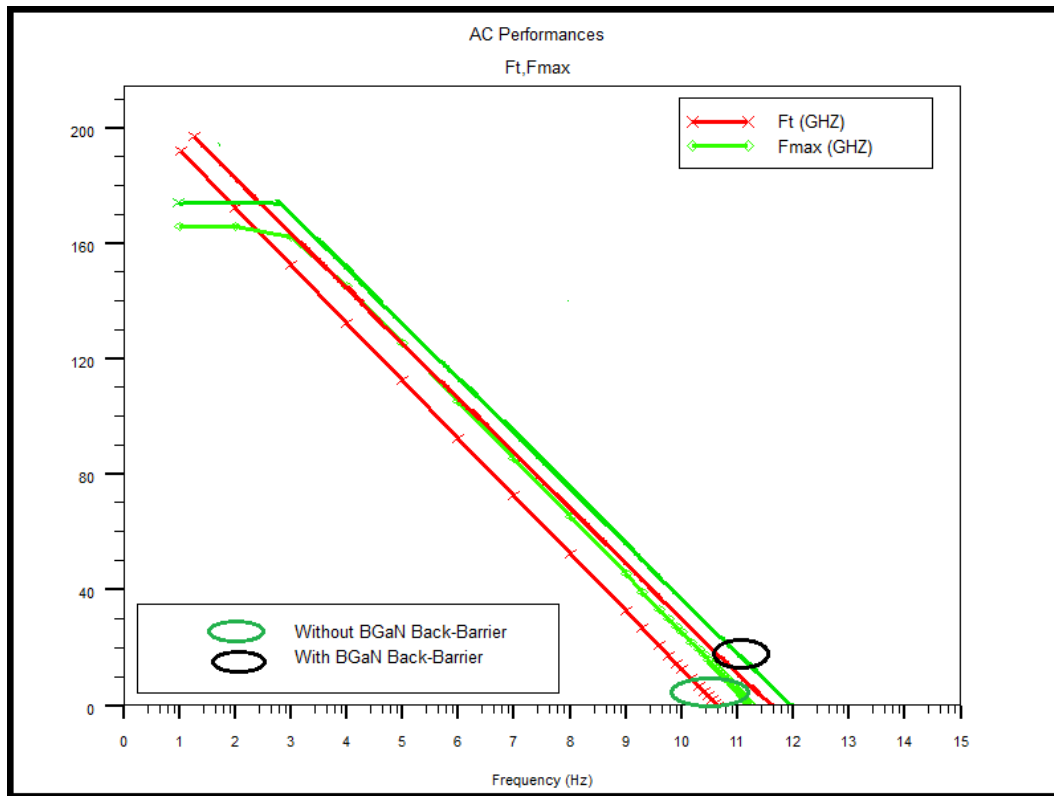


**Figure III.16** : variations de DIBL.

### III.3.7 Etude dynamique AC

#### III.3.7.1 La fréquence de transition ( $F_t$ ) et la fréquence d'oscillation maximale ( $F_{max}$ )

La figure III.17 illustre deux caractéristiques importantes de HEMT : la fréquence de transition ( $F_t$ ) est la fréquence pour laquelle le module du gain courant est égal à 1, et la fréquence d'oscillation maximale ( $F_{max}$ ) pour laquelle le gain en puissance est égal à 1.



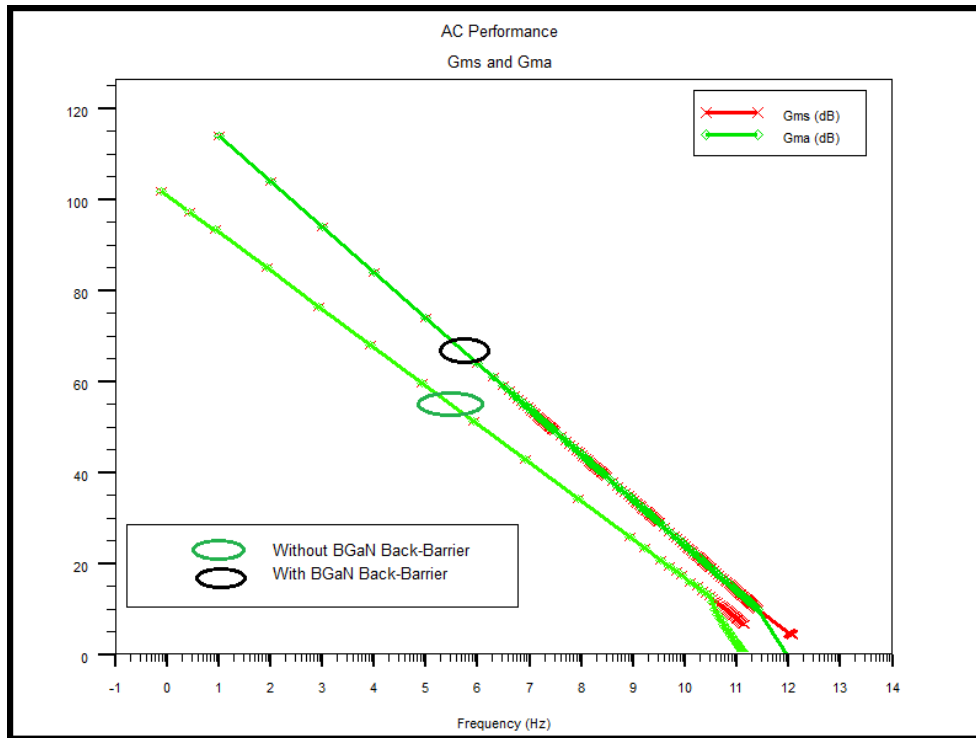
**Figure III.17:** la fréquence de transition ( $F_t$ ) et la fréquence d'oscillation maximale ( $F_{max}$ )

La simulation a été faite à  $V_{GS} = 0$  V. Une fréquence de coupure égale à 600 GHz et une fréquence d'oscillation maximale  $F_{max}$  égale à 1 THz pour la structure avec la couche barrière BGaN sont obtenues. Pour le HEMT sans la couche BGaN, la fréquence de coupure est de 50 GHz et la fréquence d'oscillation maximale est d'environ 150 GHz.

Les fréquences obtenues sont meilleures en introduisant la barrière  $B_{0.02}Ga_{0.98}N$ , ce qui augmente la résistivité de la couche tampon et améliore le confinement et la concentration des électrons à l'interface AlGaIn / GaN. Le résultat obtenu avec barrière est remarquable par rapport au HEMT sans la barrière.

### III.3.7.2 La stabilité de puissance de gain maximum (GMS) et le gain de puissance maximum disponible (GMA)

La figure II.18 illustre l'évolution sur une large gamme de fréquences de 1KHz à 1THz le gain de puissance maximum stable (GMS) et le gain de puissance maximum disponible (GMA) pour  $V_{ds} = 5V$  et  $V_{gs} = 0V$ .



**Figure III.18 :** La stabilité de puissance de gain maximum (GMS) et le gain de puissance maximum disponible (GMA) simulée.

Pour la structure avec barrière arrière BGaN, les résultats montrent que la valeur de crête de ces paramètres est d'environ 115 dB. Ce dernier est meilleur par rapport au HEMT sans barrière arrière BGaN qui affiche 105 dB. Le résultat révèle une bonne performance de stabilité du HEMT avec barrière qui le rend plus attractif et approprié pour les applications RF et micro-ondes.

Le tableau III.3 résume une comparaison des performances (courant de drain maximal, tension de seuil, pente sous-seuil de transconductance et fréquence de coupure) calculées dans le cadre de ce travail par rapport aux résultats obtenus dans la littérature.

	[9]	[10]	[11]	[12]	[13]	Ce travail
<b>I<sub>D</sub> (A)</b>	0,7	0,7	0,78	0,5	0,6	<b>1</b>
<b>V<sub>th</sub> (V)</b>	-4,29	-3,5	-3,6	-3,9	-3,5	<b>-1,25</b>
<b>Courant de fuite (A)</b>	-	-	-	-	5 .10 <sup>-20</sup>	<b>5 .10<sup>-21</sup></b>
<b>F<sub>t</sub> (GHz)</b>	53,8	226	119	30	50	<b>600</b>
<b>F<sub>max</sub> (GHz)</b>	82,4	277	300	100	150	<b>1000</b>
<b>G<sub>m</sub> (mS/mm)</b>	600	300	350	-	200	<b>850</b>
<b>I<sub>on</sub>/I<sub>off</sub></b>	10 <sup>10</sup>	10 <sup>8.7</sup>	10 <sup>9.4</sup>	-	10 <sup>9</sup>	<b>1,5.10<sup>9</sup></b>
<b>DIBL (mV/V)</b>	53	-	-	-	22	<b>150</b>
<b>SS (mV /dec)</b>		-	-	-	200	<b>300</b>

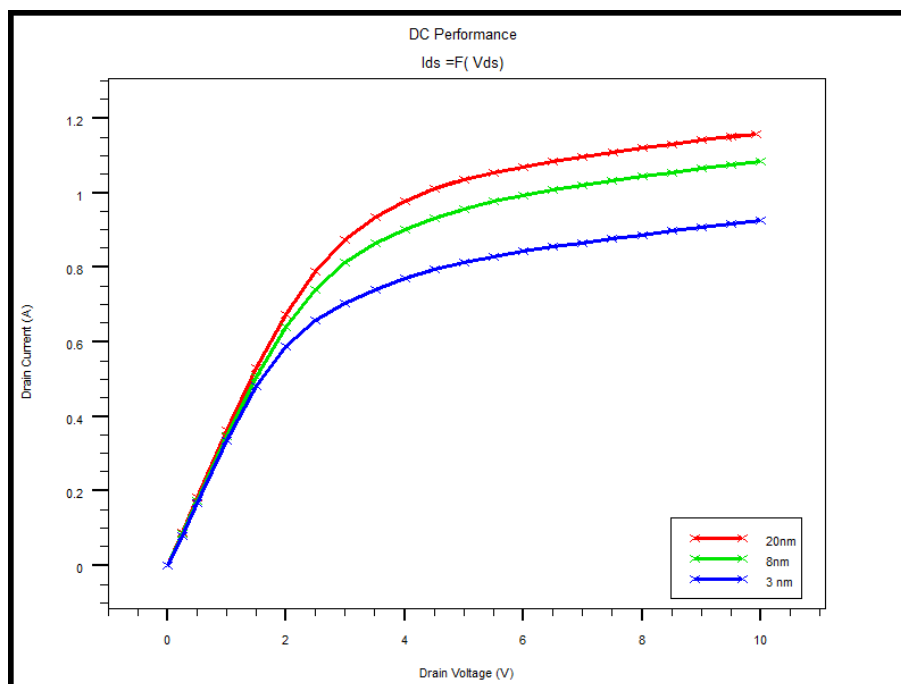
Tableau III.3 : Comparaison des résultats avec la littérature.

### III.3.8 Influence de l'épaisseur de la couche barrière-arrière de BGaN

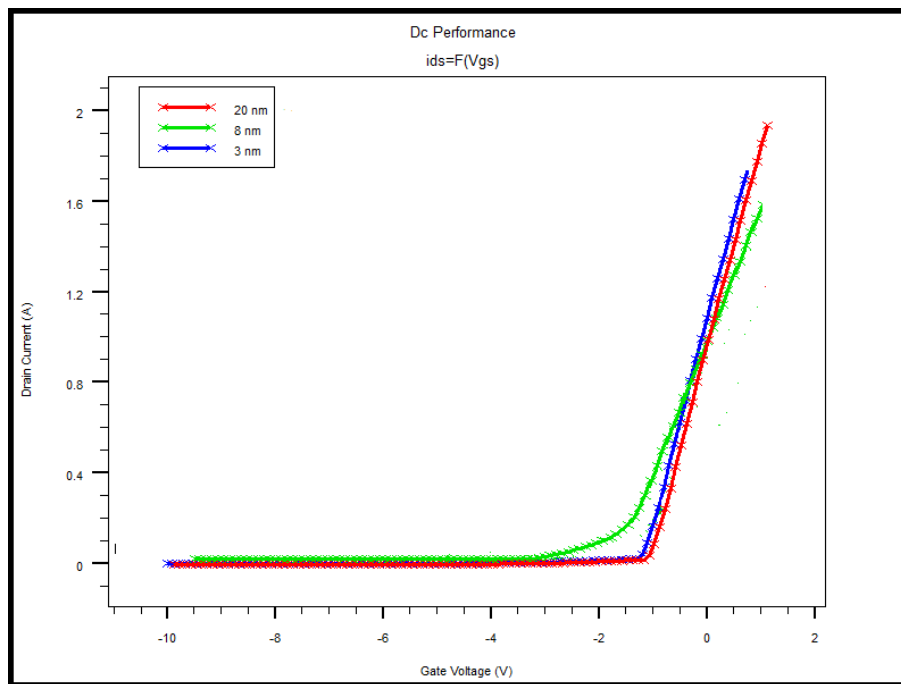
Nous allons étudier l'évolution des performances DC et AC en fonction des différentes épaisseurs de la couche arrière BGaN de 3 ,8 et 20 nm, pour une concentration de bore fixe de 2% B<sub>0.02</sub>Ga<sub>0.98</sub>N.

#### III.3.8.1 Caractéristique de sortie et de transfert

Nous traçons la caractéristique de sortie I<sub>ds</sub>-V<sub>ds</sub> pour V<sub>GS</sub> = 0 V, et la caractéristique de transfert I<sub>ds</sub>-V<sub>gs</sub> pour V<sub>ds</sub> = 1 V; les autres paramètres des transistors restent inchangés. Les résultats sont illustrés par les figures III-19 et III-20, respectivement.

Figure III.19 : Caractéristiques I<sub>ds</sub>-V<sub>ds</sub> pour une épaisseur de BGaN = 3,8 et 20 nm.

Pour la caractéristique de sortie, nous obtenons un courant drain maximum de 1.16 A, 1 A et 0.8 A pour les épaisseurs 20,8 et 3 nm, respectivement. Dans ce cas, la largeur de la barrière électrostatique et la distance entre le canal et le substrat sont plus grandes. Donc cette barrière va limiter la migration des électrons en dehors du puits de potentiel. Ce qui va augmenter le courant du drain maximal.



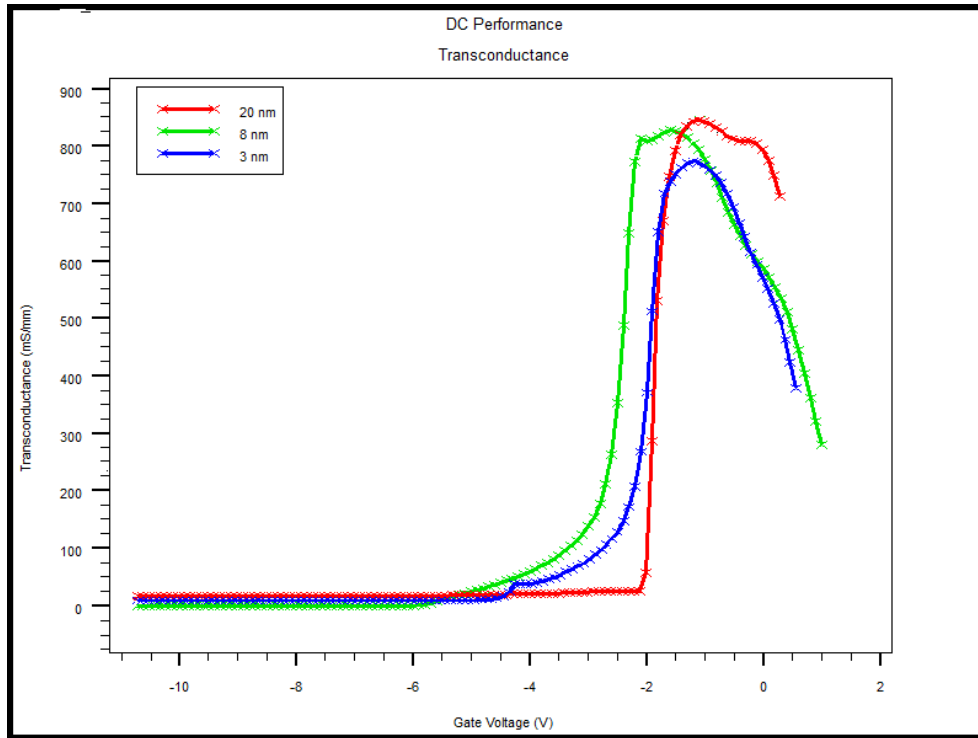
**Figure III.20** : Caractéristiques  $I_{ds}$ - $V_{gs}$  pour une épaisseur de BgIn = 3,8 et 20 nm.

Pour la caractéristique de transfert, les tensions de seuil ( $V_{th}$ ) obtenues sont -3.5 V, -1.5 V et -1.3V, respectivement pour les épaisseurs 3, 8 et 20 nm. Cela signifie que le contrôle de la grille augmente quand l'épaisseur de la couche barrière augmente.

### III.3.8.2 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.

Cette caractéristique est effectuée pour une épaisseur de couche arrière de BgIn de 3 , 8 et 20 nm. La transconductance est représentée par la figure III.21 pour une tension drain-source fixée à 1V.



**Figure III.21** : Evolution de la transconductance pour une épaisseur de BGaN = 3,8 et 20 nm.

Les valeurs transconductances obtenues sont 780, 830 et 870 ms/mm pour les épaisseurs 3,8 et 20 nm, respectivement. Des résultats améliorés sont obtenus en augmentant l'épaisseur de la couche arrière BGaN. Cela s'explique par une forte concentration d'électrons disponibles pour la conduction qui améliore le  $G_m$  également.

### III.3.8.3 La pente sous seuil et le courant Ion/Ioff

Les figures III.22 et III.23 montrent respectivement les évolutions du courant de fuite de la grille et du courant de commutation, en fonction de la tension grille-source pour différentes épaisseurs 3 ,8 et 20 nm de la couche arrière BGaN. Les évolutions sont calculées pour des valeurs  $V_{gs}$  proches du pincement à  $V_{ds} = 0$  V.

Le courant de fuite de la grille n'est que de  $5 \cdot 10^{-21}$  A pour les épaisseurs de la couche arrière de 8 et 20 nm et de  $6 \cdot 10^{-20}$  A pour une épaisseur de la couche arrière de 3 nm. Le courant de fuite de la grille diminue en augmentant l'épaisseur du fait que la couche back-barrière BGaN devienne plus résistive et empêche la fuite d'électrons vers le substrat.



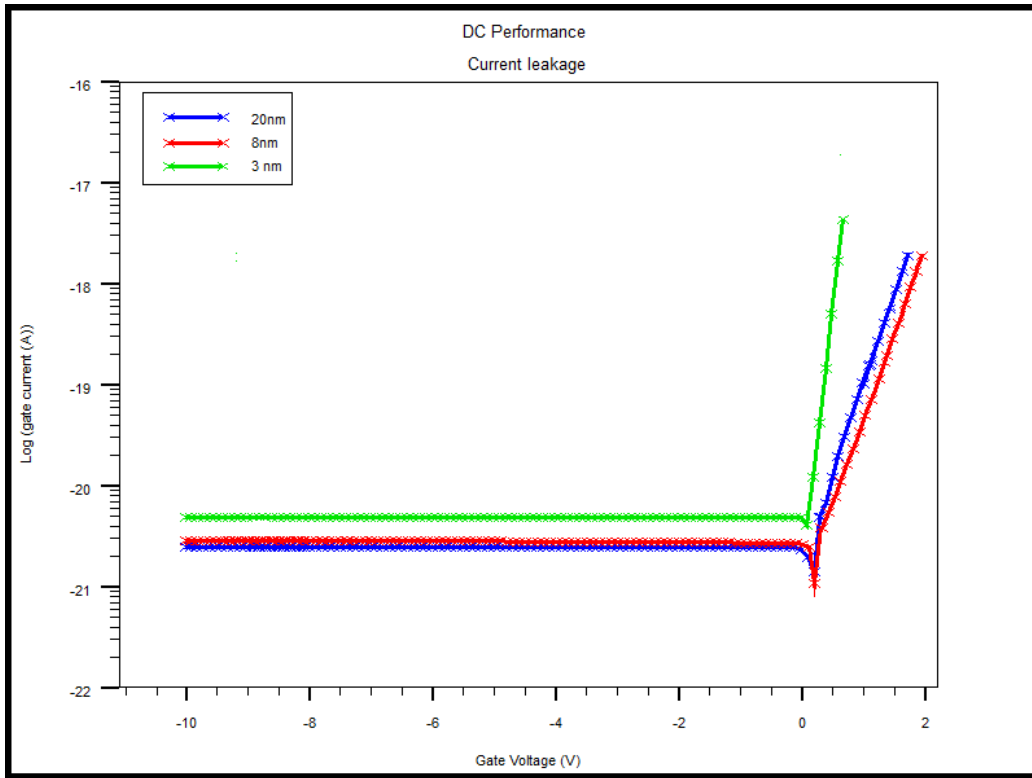


Figure III.22 : Courant de fuite pour une épaisseur de BGaIn = 3, 8 et 20 nm.

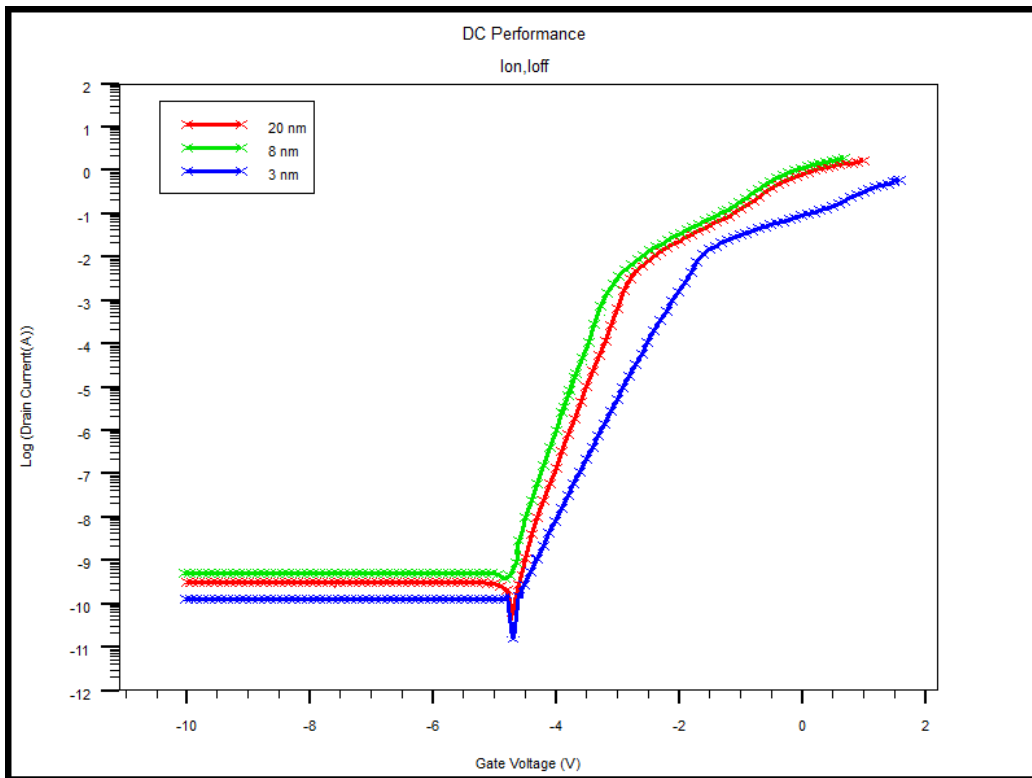


Figure III.23 : Courant de commutation pour une épaisseur de BGaIn = 3, 8 et 20 nm.

La pente du sous-seuil (SS) est déterminée à partir de caractéristique  $\log(I_{ds})$  en fonction de  $V_{gs}$ .

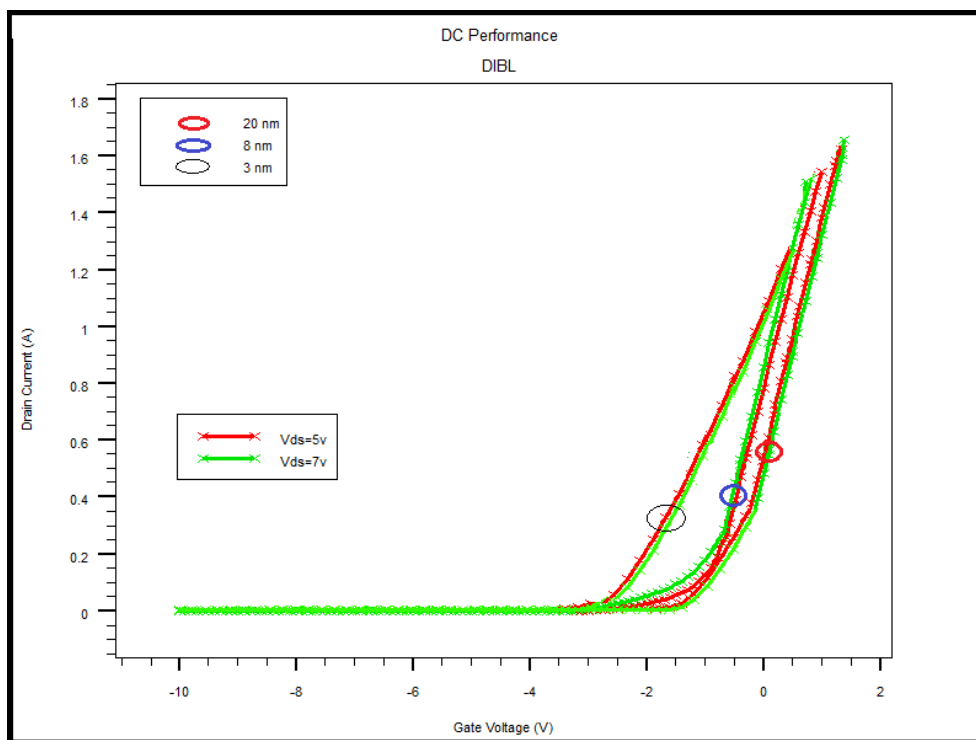
La pente sous-seuil obtenue est égale à 270, 300 et 380 mV/déc pour les épaisseurs 3, 8 et 20 nm, respectivement. Avec l'augmentation de la couche barrière arrière de BGaN, le HEMT présente une meilleure pente de sous-seuil.

A partir de la caractéristique des courants de commutation, le rapport  $I_{on}/I_{off}$  est de l'ordre de  $9.10^9$  pour une épaisseur de couche arrière de 20 nm,  $1,5 \cdot 10^9$  pour une épaisseur de 8 nm et  $1,2 \cdot 10^9$  pour une épaisseur de 3 nm. La technologie récente des transistors à haute mobilité d'électrons (HEMTs) est caractérisée par une valeur importante du rapport  $I_{on}/I_{off}$  et attire particulièrement l'attention sur la consommation d'énergie dans les applications statiques et en veille.

#### III.3.8.4 Abaissement de barrière induit par drain (DIBL)

L'abaissement de la barrière induit par le drain (DIBL) est un paramètre important décrivant l'intégrité électrostatique du transistor à haute mobilité électronique (HEMT). Il est défini comme le rapport entre la variation de la tension de seuil ( $V_{th}$ ) et la variation de la tension drain-source.

La tension de seuil  $V_{th}$  est calculée pour deux valeurs différentes de  $V_{ds}$  (5 V et 7 V).



**Figure III.24** : Mise en évidence du DIBL pour une épaisseur de BGaN = 3, 8 et 20 nm.

Les valeurs de DIBL calculées sont de 100, 150 et 200 mV/V pour les épaisseurs 3, 8 et 20 nm, respectivement. Les valeurs obtenues sont excellentes comparativement aux résultats trouvés dans la littérature.

### III.3.8.5 Fréquence de transition et fréquence d'oscillation maximale

La figure III.25 et la figure III.26 illustrent les résultats la fréquence de coupure ( $F_t$ ) et la fréquence d'oscillation maximale ( $F_{max}$ ) calculées pour différentes épaisseurs de la couche arrière BGaN (3, 8 et 20 nm).

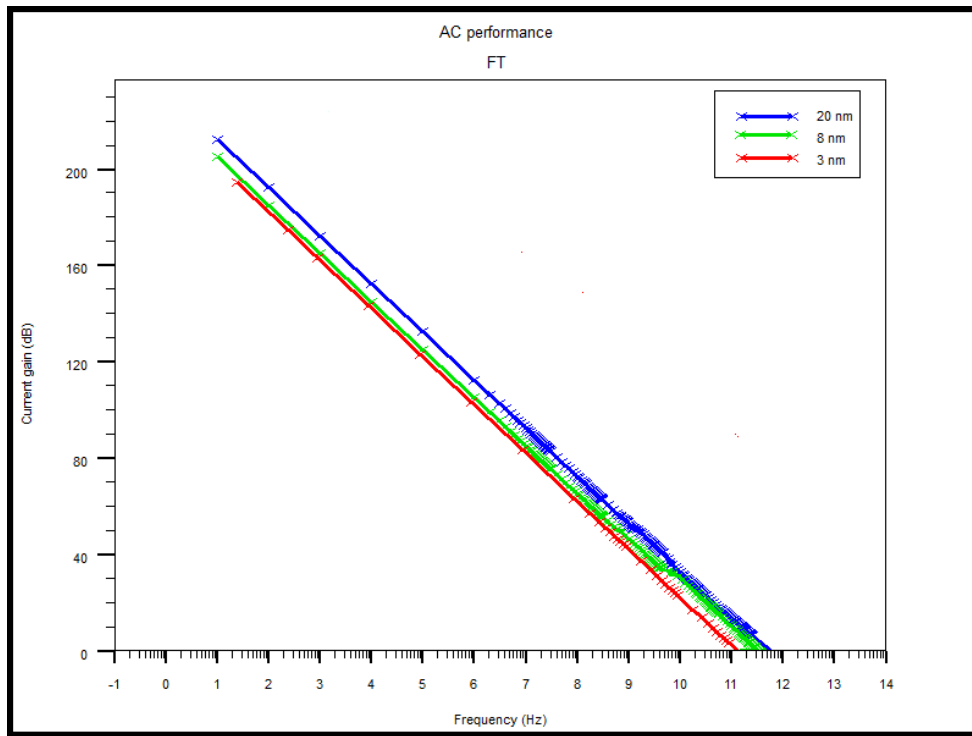


Figure III.25 : fréquence de transition pour une épaisseur de BGaN = 3, 8 et 20 nm.

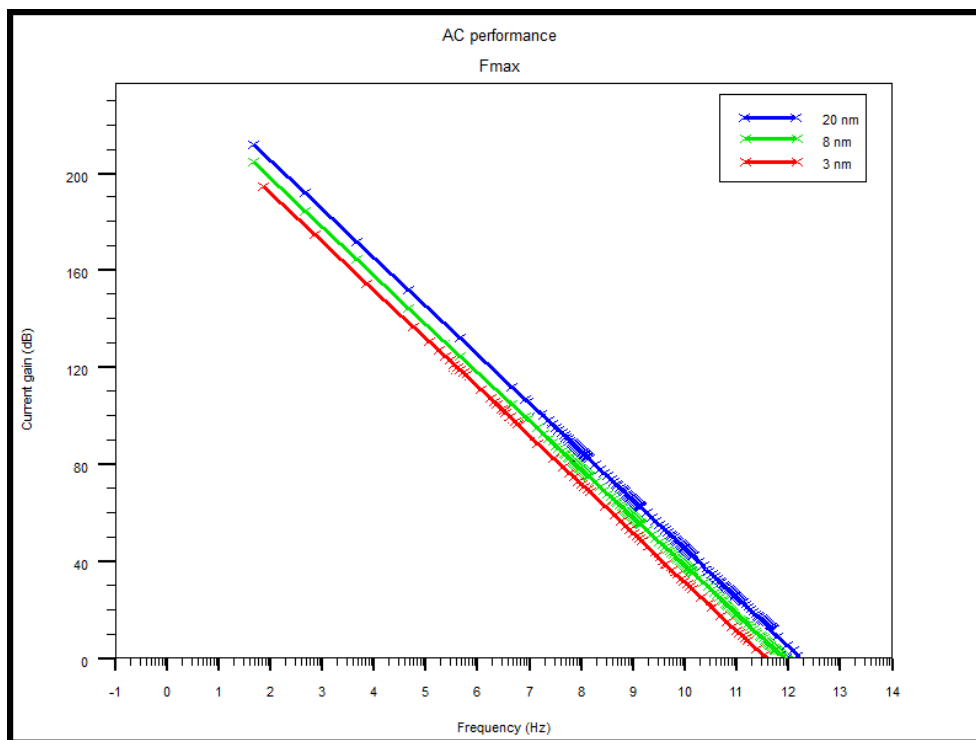


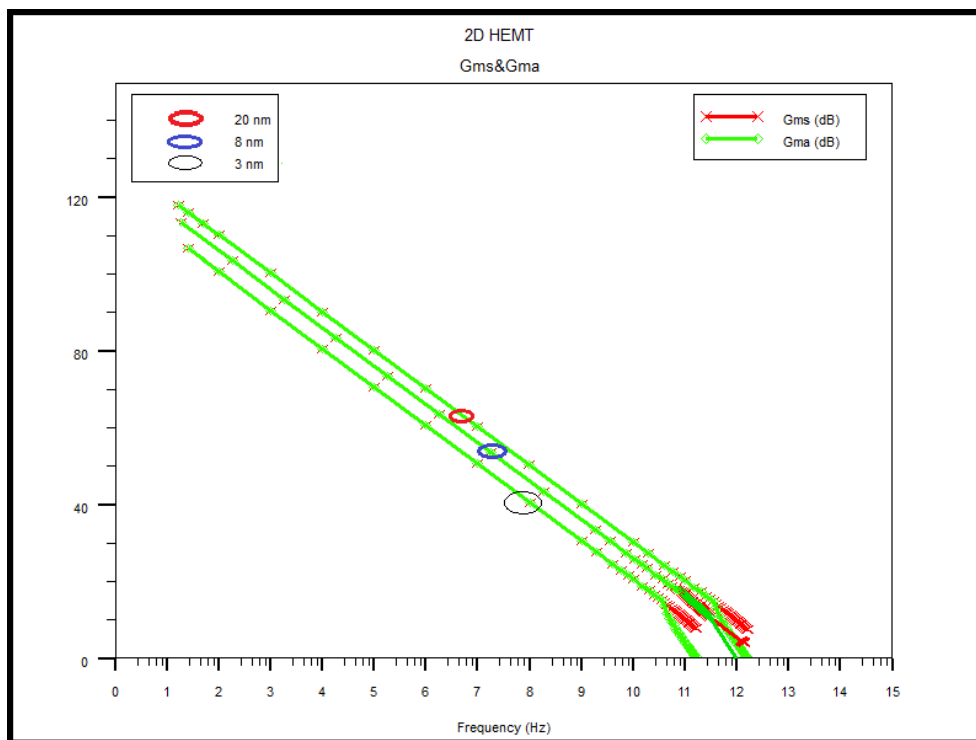
Figure III.26 : fréquence d'oscillation maximale pour une épaisseur de BGaN = 3, 8 et 20 nm.

Nous obtenons les fréquences de coupure de 112 , 600 et 630 GHz correspondant aux épaisseurs pour 3, 8 et 20 nm, respectivement. Les fréquences maximales d'oscillation obtenues sont de 600 GHz ,1 THz ,1.12 THz correspondant aux épaisseurs de 3, 8 et 20 nm, respectivement.

Nous pouvons remarquer que les fréquences augmentent avec l'épaisseur de la couche arrière BGaN en raison de sa haute transconductance  $G_m$  et de sa haute mobilité.

### III.3.8.6 La stabilité de puissance de gain maximum (GMS) et le gain de puissance maximum disponible (GMA)

La figure III.27 présente les évolutions du gain de puissance maximum stable (GMS) et le gain de puissance maximum disponible (GMA) calculées pour  $V_{ds} = 5$  V et  $V_{gs} = 1$  V.



**Figure III.27 :** La stabilité de puissance de gain maximum (GMS) et le gain de puissance maximum disponible (GMA) simulée transition pour une épaisseur de BGaN = 3, 8 et 20 nm.

Les résultats obtenus montrent que la valeur de crête de ces paramètres est d'environ 105, 115 et 118 dB pour les épaisseurs de 3, 8 et 20 nm, respectivement. Ils sont améliorés avec l'augmentation de l'épaisseur de la couche arrière de BGaN.

Les résultats obtenus ont confirmé que le choix d'une couche de barrière de BGaN plus épaisse pour obtenir des performances meilleures. Ce choix semble donc une solution pour améliorer le confinement des électrons avec seulement une faible concentration de bore.

Le tableau III.4 illustre une comparaison des performances DC et AC calculées pour différentes épaisseurs de barrière -arrière de B GaN 3, 8 et 20 nm.

Epaisseur de la couche B GaN (nm)	3nm	8 nm	20 nm
$I_d$ (A)	0,8	1	1,16
$V_{th}$ (V)	-3,5	-1,5	-1,3
Gm (mS/mm)	780	830	870
Ft (GHz)	112	600	630
Fmax (THz)	$2 \cdot 10^3$	1	1.12
Courant de fuite (A)	$6 \cdot 10^{-20}$	$5 \cdot 10^{-21}$	$5 \cdot 10^{-21}$
GMA /GMS (dB)	105	115	118
SS (mV/dec)	270	300	380
DIBL (mV/V)	100	150	200
Ion/Ioff	$1,2 \cdot 10^9$	$1,5 \cdot 10^9$	$9 \cdot 10^9$

**Tableau III.4 :** Comparaison des résultats des performances DC et AC pour des épaisseurs de barrière -arrière de B GaN ,8 et 20 nm.

### III.3.9 Modélisation linéaire du transistor HEMT

#### III.3.9.1 Description du modèle Petit-Signal du HEMT

En général, les éléments du circuit équivalent est divisé en deux groupes : les éléments extrinsèques (Cpg, Cpd, Lg, Ls, Ld, Rg, Rs et Rd) et les éléments intrinsèques (Cgs, Cgd, Cds, Rgs, Rgd, Rds, gm et  $\tau$ ) (figure III.28). Les éléments extrinsèques sont supposés être indépendants de la polarisation car ils sont destinés à modéliser les interconnexions entre le transistor réel et le monde extérieur [9].

#### III.3.9.2 Détermination des éléments du schéma équivalent petit signal

La méthode d'extraction des éléments du schéma équivalent petit signal se base sur deux phases. La première consiste à déterminer les éléments extrinsèques du schéma équivalent (Lg, Rg, Ls, Rs, Ld, Rd, Cpg, Cpd) et la seconde, les éléments intrinsèques (Cgs, Cgd, Cds, gm, gd, Ri,  $\tau$ ).

#### III.3.9.3 Détermination des éléments extrinsèques

##### 1. Détermination des capacités Cpg et Cpd

Les valeurs de capacités Cpd et Cpg peuvent être obtenues à partir de la mesure des paramètres S du transistor froid ( $V_{ds}=0$  V) et pincé ( $V_{gs} \ll V_{th}$ ), et de leur transformation en paramètres Y. En effet, pour ce type de fonctionnement, la zone de charge d'espace sous la grille s'étend de façon symétrique dans le canal conducteur. Dans ces conditions, le schéma équivalent est représenté sur la figure III.28.

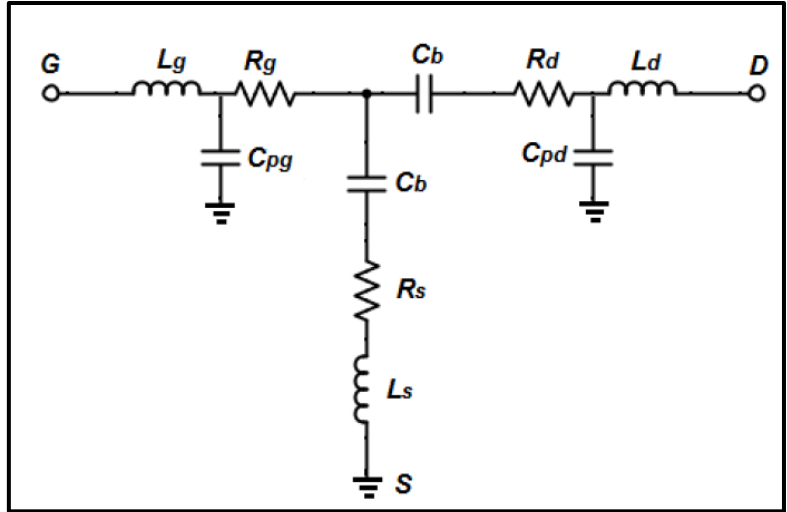


Figure III.28: Schéma équivalent du HEMT froid et pincé.

$$\text{Im}[Y_{11}] = (C_{pg} + 2C) \cdot \omega \tag{III.16}$$

$$\text{Im}[Y_{12}] = \text{Im}[Y_{21}] = -C \cdot \omega \tag{III.17}$$

$$\text{Im}[Y_{22}] = (C_{pd} + C) \cdot \omega \tag{III.18}$$

Avec C est la capacité liée à l'extension de la ZCE. Nous obtenons

$$C \approx \frac{-\text{Im}[Y_{21}]}{\omega} \tag{III.19}$$

$$C_{pg} \approx \frac{\text{Im}[Y_{11}] + 2\text{Im}[Y_{21}]}{\omega} \tag{III.20}$$

$$C_{pd} \approx \frac{\text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{21}]}{\omega} \tag{III.21}$$

## 2. Détermination des inductances Lg, Ls et Ld

Aux fréquences élevées, l'influence des capacités Cpg et Cpd est négligeable sur la partie imaginaire des paramètres S du transistor froid lorsque la grille est en direct ( $V_{GS} > 0$ ) et leur transformation en paramètres Z conduit à :

$$\text{Im}[Z_{11}] = (L_g + L_s) \cdot \omega \tag{III.22}$$

$$\text{Im}[Z_{12}] = \text{Im}[Z_{21}] = L_s \cdot \omega \tag{III.23}$$

$$\text{Im}[Z_{22}] = (L_d + L_s) \cdot \omega \tag{III.24}$$

Nous obtenons :

$$\text{Im}[Z_{11}] = (L_g + L_s) \cdot \omega \tag{III.25}$$

$$\text{Im}[Z_{12}] = \text{Im}[Z_{21}] = L_s \cdot \omega \quad (\text{III.26})$$

$$\text{Im}[Z_{22}] = (L_d + L_s) \cdot \omega \quad (\text{III.27})$$

### 3. Détermination des résistances $R_g$ , $R_s$ et $R_d$

La figure III.26 représente la structure équivalente de la région sous la grille du transistor froid ( $V_{DS}=0$ ), en régime de fonctionnement direct ( $V_{GS}>0$ ).

Les paramètres  $Z$  du quadripôle sont donnés par :

$$Z_{11} = \frac{R_c}{3} + \frac{R}{1+jRC\omega} \quad (\text{III.28})$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{R_c}{3} \quad (\text{III.29})$$

$$Z_{22} = R_c \quad (\text{III.30})$$

Avec, « C » est la capacité de barrière de la zone de charge d'espace (ZCE),  $R$  est la résistance équivalente de la jonction de grille, et  $R_c$  est la résistance du canal sous la grille. En fonctionnement directe, nous avons :

$$R = \frac{dV_{GS}}{dI_G} = \frac{\eta \cdot K_b \cdot T}{q \cdot I_G} \quad (\text{III.31})$$

Où  $\eta$  représente le coefficient d'idéalité de la jonction.

Dans ces conditions, les parties réelles des paramètres  $Z$  du transistor sont données par :

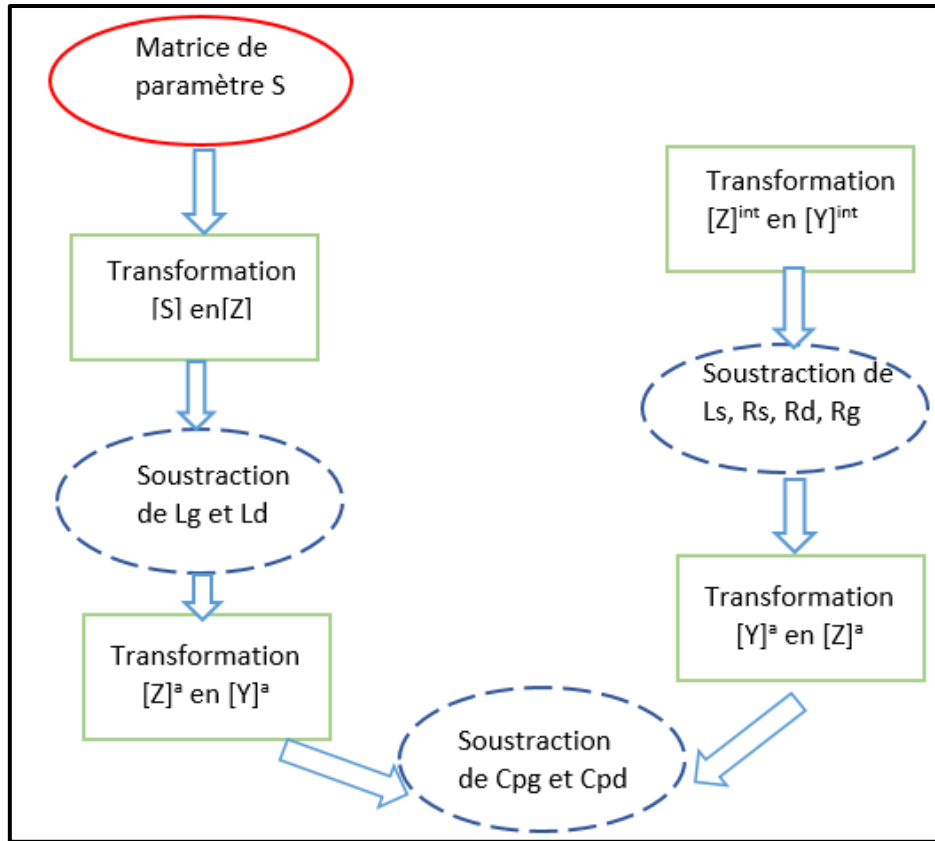
$$\text{Re}[Z_{11}] = R_g + R_s + \frac{R_c}{3} + \frac{\eta \cdot K_b \cdot T}{q \cdot I_G} \quad (\text{III.32})$$

$$\text{Re}[Z_{12}] = \text{Re}[Z_{21}] = R_s + \frac{R_c}{2} \quad (\text{III.33})$$

$$\text{Re}[Z_{22}] = R_s + R_d + R_c \quad (\text{III.34})$$

#### III.3.9.4 Détermination des éléments intrinsèques

Lorsque les éléments extrinsèques sont connus, la détermination des éléments intrinsèques se fait en appliquant la théorie de la représentation matricielle des quadripôles.



**Figure III. 29:** Processus d'extraction des éléments intrinsèques.

Les éléments intrinsèques peuvent être extraire à partir ces équations suivantes :

$$Cgd = -\frac{Im[Y_{12}]}{\omega} \quad (III.35)$$

$$Cgs = \frac{Im[Y_{11}] - \omega \cdot Cgd}{\omega} \cdot \left(1 + \frac{(Re[Y_{11}])^2}{(Im[Y_{11}] - \omega \cdot Cgd)^2}\right) \quad (III.36)$$

$$Ri = \frac{Re[Y_{11}]}{(Im[Y_{11}] - \omega \cdot Cgd)^2 + (Re[Y_{11}])^2} \quad (III.37)$$

$$gm_0 = \sqrt{((Re[Y_{11}])^2 + (Im[Y_{21}] + \omega \cdot Cgd)^2 \cdot (1 + \omega^2 \cdot Cgs^2 \cdot Ri^2))} \quad (III.38)$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \arcsin\left(\frac{-\omega \cdot Cgd - Im[Y_{21}] - \omega \cdot Cgs \cdot Ri \cdot Re[Y_{21}]}{gm}\right) \quad (III.39)$$

$$Cds = \frac{Im[Y_{22}] - \omega \cdot Cgd}{\omega} \quad (III.40)$$

$$gds = Re[Y_{22}] \quad (III.41)$$



### III.3.9.5 Extraction du modèle petit-signal du transistor AlGaIn / GaN HEMT

Les éléments intrinsèques et extrinsèques du modèle linéaire proviennent de la simulation RF du transistor HEMT étudié sous ATLAS. Les matrices Z et Y sont automatiquement calculé par ATLAS. D'abord, on commence par l'extraction des éléments extrinsèques du HEMT pincé ( $V_{ds} = 0$  v et  $V_{gs} < V_p$ ). Les valeurs des éléments extrinsèques sont illustrées dans le tableau III.5.

$R_s$ ( $\Omega$ )	$R_g$ ( $\Omega$ )	$R_d$ ( $\Omega$ )	$L_s$ (pH)	$L_g$ (pH)	$L_d$ (pH)
0.018	2.45	1.5	163	0.1	55

**Tableau III.5:** Eléments extrinsèques du circuit équivalent petit-signal du HEMT sans barrière.

En revanche, les paramètres intrinsèques s'extraire des paramètres-S issues de la simulation RF du HEMT polarisé en conduction. Les valeurs des éléments intrinsèques sont présentées dans le tableau III.6.

Gm (mS)	$\tau$ (psec)	$R_i$ ( $\Omega$ )	$R_{ds}$ ( $\Omega$ )	$C_{gs}$ (pF)	$C_{ds}$ (pF)	$C_{gd}$ (pF)
200	1.7	350	2100	38	20	29

**Tableau III.6 :** Eléments intrinsèques du circuit équivalent petit-signal du HEMT sans barrière.

### III.3.9.6 Extraction du modèle petit-signal du transistor AlGaIn / GaN / B GaIn HEMT

Les valeurs des éléments extrinsèques sont illustrées dans le tableau III.7.

$R_s$ ( $\Omega$ )	$R_g$ ( $\Omega$ )	$R_d$ ( $\Omega$ )	$L_s$ (pH)	$L_g$ (pH)	$L_d$ (pH)
0.018	2.45	1.5	163	0.1	55

**Tableau III.7:** Eléments extrinsèques du circuit équivalent petit-signal du HEMT avec barrière B GaIn.

Les valeurs des éléments intrinsèques sont présentées dans le Tableau III.8.

Gm (mS)	$\tau$ (psec)	$R_i$ ( $\Omega$ )	$R_{ds}$ ( $\Omega$ )	$C_{gs}$ (pF)	$C_{ds}$ (pF)	$C_{gd}$ (pF)
850	1.5	400	2200	38	20	10

**Tableau III.8 :** Eléments intrinsèques du circuit équivalent petit-signal du HEMT avec barrière B GaIn.

Le tableau III.9 présente une comparaison entre les éléments intrinsèque et extrinsèque du HEMT sans et avec barrière de BGaN. Le résultat obtenu montre que les éléments extrinsèques sont inchangés. Nous pouvons dire d'une manière générale que les valeurs des capacités  $C_{gs}$ ,  $C_{ds}$  et  $C_{gd}$  est pratiquement les mêmes. Pour les résistances, on peut remarquer une légère augmentation de  $R_{ds}$  et le  $R_i$  pour la structure de HEMT avec barrière de BGaN.

	HEMT sans barrière BGaN	HEMT avec barrière BGaN
$R_s$ ( $\Omega$ )	0.018	0.018
$R_g$ ( $\Omega$ )	2,45	2,45
$R_d$ ( $\Omega$ )	1,5	1,5
$L_s$ (pH)	163	163
$L_g$ (pH)	0,1	0,1
$L_d$ (pH)	55	55
$G_m$ (mS)	200	850
$\tau$ (psec)	1,7	1,5
$R_i$ ( $\Omega$ )	350	400
$R_{ds}$ ( $\Omega$ )	2100	2200
$C_{gs}$ (pF)	28	38
$C_{ds}$ (pF)	20	20
$C_{gd}$ (pF)	9	10

**Tableau III.9** : comparaison des éléments intrinsèques et extrinsèque du circuit équivalent petit-signal du HEMT sans et avec barrière BGaN.

### III.3.9.7 Modèle petit-signal du transistor HEMT à base de AlGaIn GaN /BGaN en fonction de l'épaisseur de la couche barrière BGaN

Le tableau III.10 présente une comparaison entre l'élément intrinsèque et extrinsèque du HEMT avec barrière de BGaN calculés pour différentes épaisseurs de la couche barrière 3, 8 et 20 nm. Le résultat montre que les éléments extrinsèques sont inchangés. Nous pouvons dire d'une manière générale que les éléments intrinsèques sont pratiquement les mêmes.

<b>Epaisseur de la Couche barrière arrière</b>	<b>3 nm</b>	<b>8 nm</b>	<b>20 nm</b>
<b><math>R_s</math> (<math>\Omega</math>)</b>	0,018	0,018	0,018
<b><math>R_g</math> (<math>\Omega</math>)</b>	2,45	2,45	2,45
<b><math>R_d</math> (<math>\Omega</math>)</b>	1,5	1,5	1,5
<b><math>L_s</math> (pH)</b>	163	163	163
<b><math>L_g</math> (pH)</b>	0,1	0,1	0,1
<b><math>L_d</math> (pH)</b>	55	55	55
<b><math>G_m</math> (mS)</b>	780	830	880
<b><math>\tau</math> (psec)</b>	1,5	1,5	1,4
<b><math>R_i</math> (<math>\Omega</math>)</b>	390	400	400
<b><math>R_{ds}</math> (<math>\Omega</math>)</b>	2200	2200	2200
<b><math>C_{gs}</math> (pF)</b>	28	38	39
<b><math>C_{ds}</math> (pF)</b>	20	20	20
<b><math>C_{gd}</math> (pF)</b>	9	10	11

**Tableau III.10:** comparaison des éléments intrinsèques et extrinsèques du circuit équivalent petit-signal du HEMT pour différentes valeurs d'épaisseur de la couche barrière BGaN de (3, 8 et 20 nm).

### III.4 Conclusion

Ce chapitre décrit les résultats obtenus lors de la simulation en régime statique et dynamique .

En premier, la structure HEMT à base d'AlGaIn/GaN sans barrière, déjà étudiée par d'autre chercheur a été simulé. Ensuite, la même topologie a été étudiée mais en rajoutant une couche de passivation en  $Si_3N_4$  .Les performances DC ont montré que les performances du HEMT sont considérablement améliorées après l'ajout la couche de passivation  $Si_3N_4$ .

En second lieu , nous avons modélisé deux structures  $Al_{0,26}Ga_{0,74}N / GaN / B_{0,02}Ga_{0,98}N / HEMT$  par rapport aux HEMT  $Al_{0,26}Ga_{0,74}N / GaN$  proposés dans cette thèse. L'objectif fondamental de cette étude était d'améliorer le confinement des électrons et d'empêcher la fuite d'électrons pour une structure HEMT AlGaIn / GaN en induisant une barrière arrière de BGaN sous le canal.

Aussi, une simulation des performances du HEMT pour différentes épaisseurs de la couche barrière de BGaN a été proposé. Les résultats obtenus ont été comparé par des recherches récentes aussi. Par de suite, on a présenté le schéma équivalent de petit signal de notre HEMT avec et sans barrière de BGaN qui par la suite, il permettra d'étudier le fonctionnement électrique notre HEMT dans un commutateur RF.

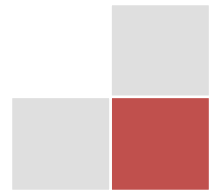
- [1] I. Silvaco, Silvaco Atlas User Manual, 2016, <http://www.silvaco.com/> .
- [2] M. Gassoumi, A. Helali, M. Gassoumi, C. Gaquière & H. Maaref, "DC and RF characteristic of high-electron-mobility transistor (HEMT) on AlGaN/GaN/Si for power applications," Journal of Ovonic Research **13**, 04 , 211 – 217. July - August 2017.
- [3] Piprek J. Semiconductor optoelectronic devices: introduction to physics and simulation. UCSB : Academic Press; 2003. p. 22.
- [4] Azzi S, Zaoui A, Ferhat M. On the importance of the band gap bowing in Boronbased III-V ternary alloys. Solid State Commun 2007 ; 144 :245–8.
- [5] O. Ambacher, B. Foutz, J. Smart, J. R. Shealy, N. G. Weimann, K. Chu, M. Murphy, A. J. Sierakowski, W. J. Schaff, and L. F. Eastman, "Two dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization in undoped and doped AlGaN/GaN heterostructures ," Appl. Phys, vol. 334, no. 87, 2000
- [6] Vurgaftman I, Meyer JR, Ram-Mohan LR. Band parameters for III-V compound semiconductors and their alloys. J Appl Phys 2001; 89(11) :5815–75.
- [7] R. N. Hall, "Electron Hole Recombination in Germanium," Phys. Rev., vol. 87, p.387, 1952
- [8] G. Dambrine, et al., "A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 36, pp. 1151-1159, 1988.
- [9] Remzi Yildirim, Huseyin Gu lu Yavuzcan, Levent Gokrem, Technology 12, 201, 2009.  
L. Guenineche<sup>1</sup>, A. Hamdoune, "Improvement of DC and RF Performances of an AlGaN/GaN HEMT by a B<sub>0.01</sub>Ga<sub>0.99</sub>N Back-Barrier Simulation Study," in THE 9th INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED TOPICS IN ELECTRICAL ENGINEERING, Bucharest, Romania, 2015.
- [11] Lotfi Guenineche and Abdelkader Hamdoune, "Influence of a B<sub>GaN</sub> back-barrier on DC and dynamic performances of an AlGaN/GaN HEMT: simulation study"; Materials Research Express, Volume 3, Number 5, Published 29 April 2016.
- [12] Moujahed GASSOUMI, Abdelhamid HELALI, Hassen MAAREF, Malek GASSOUMI, " DC and RF characteristics optimization of AlGaN/GaN/B<sub>GaN</sub>/GaN/Si HEMT for microwave-power and

high temperature application" Journal of Results in Physics Vol 12, p. 302–306,2019.

- [13] I. Four and M. Kameche "Optimization of DC and AC performances for  $\text{Al}_{0.26}\text{Ga}_{0.74}\text{N}/\text{GaN}/4\text{HSiC}$  HEMT with 30nm T-gate ", International Journal of Nanoelectronics and Materials Volume 13, No. 2, [361-372], Apr 2020.



**Modélisation du commutateur  
SPST et SPDT à base de  
AlGaN / GaN / B GaN HEMT**



### IV.1 Introduction

L'objectif principal de cette partie est de mener une étude de modélisation à l'aide de logiciel ADS des commutateurs basés sur le HEMT conçu dans ce travail. Cette étude prendra en compte l'analyse petit signal et grand signal. Aussi, les propriétés générales des commutateurs RF sont décrites également.

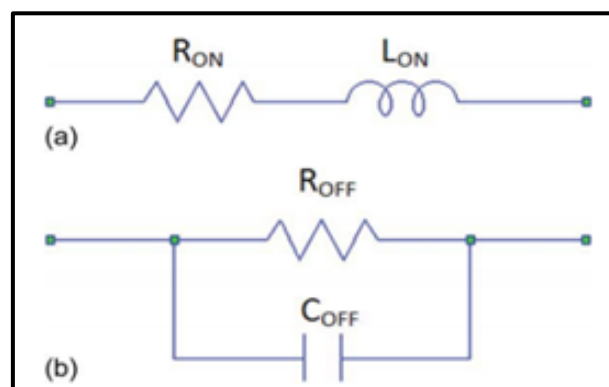
### IV.2 Généralité sur l'utilisation des HEMT dans la commutation

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-phasés. Les modules d'émission-réception (T/R) des radars à réseau phasé 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 [1].

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 [2], [3]. Plusieurs commutateurs basés sur GaN ont été signalés ces dernières années [4], [5]. 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 [6]. 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 IV.1. Cependant, en pratique, un modèle plus complexe est utilisé pour modéliser le commutateur basé sur le HEMT.



**Figure IV.1** Modèle simple pour un HEMT dans la configuration du commutateur (a) état ON et (b) état OFF.

### IV.3 Topologie des commutateurs RF

Les configurations d'un commutateur les plus courantes sont :

- Le commutateur SPST (Single-Pole-Single-Throw) achemine les signaux d'une entrée vers une sortie, c'est-à-dire qu'il connecte ou déconnecte un signal (Figure IV.2).

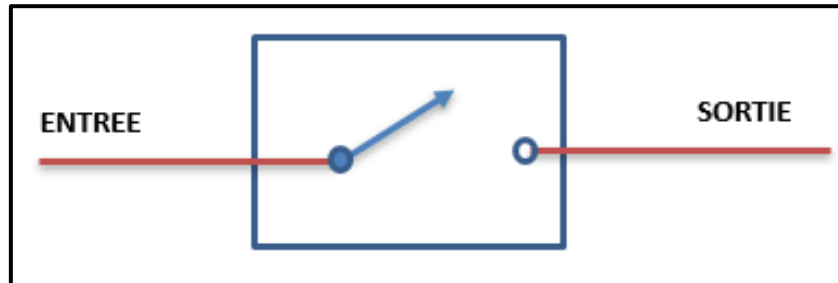


Figure IV.2: Commutateur RF SPST.

- Le commutateur unipolaire à double sorties (SPDT) achemine les signaux d'une entrée vers l'une des deux sorties (Figure IV.3).

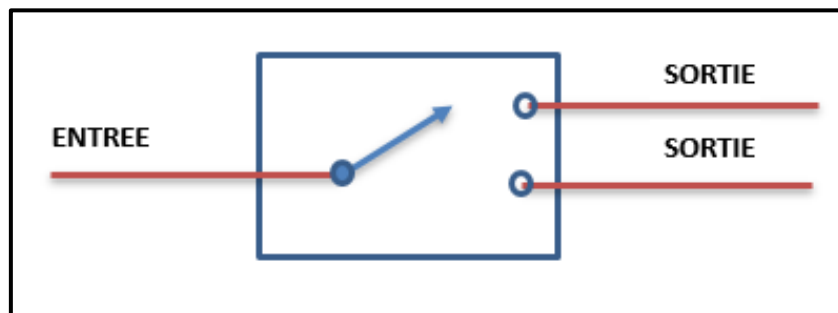


Figure IV.3: Commutateur RF SPDT.

- Commutateur de transfert ou bipolaire double sorties DPDT (Figure IV.4) .

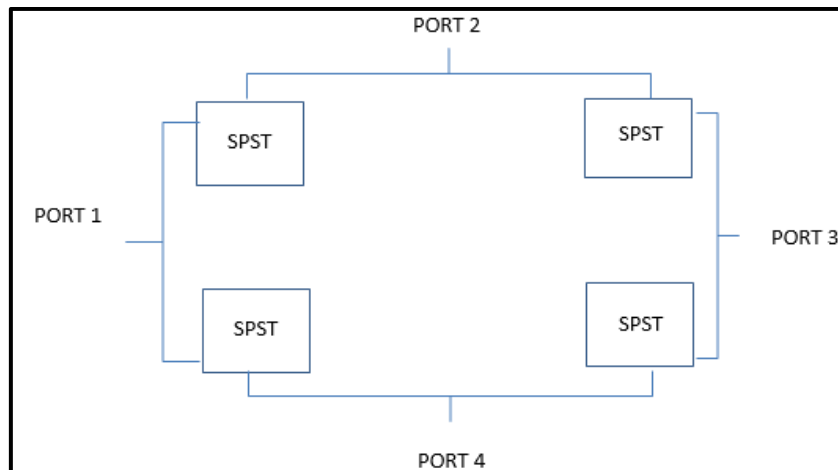


Figure IV.4: Commutateur RF DPDT.



- Unipolaire-Multiple-Throw (SPnT où  $n \geq 3$ ) commutent les signaux de route d'une entrée à l'une des sorties multiples (Figure IV.5).

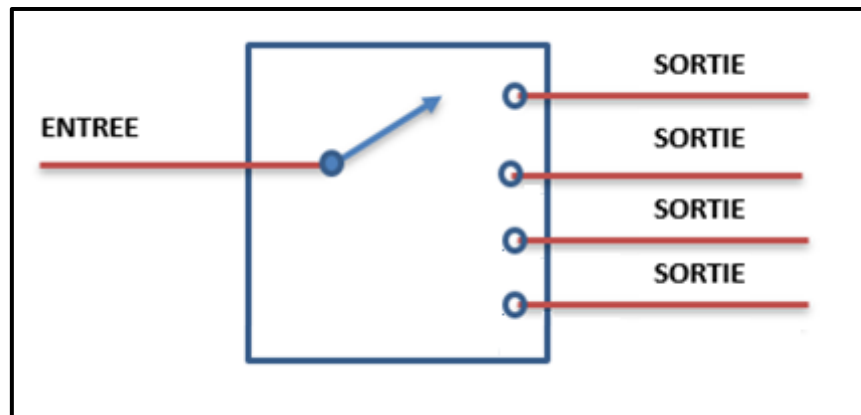


Figure IV.5: Commutateur RF SPnT où  $n \geq 3$ .

#### IV.4 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.

##### IV.4.1 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.

$$\text{Isolation} = 10 \log (P_{\text{in}}/P_{\text{out}}) \text{ [dB]} \quad (\text{IV.1})$$

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

##### IV.4.2 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.

Dans les applications de réception, la sensibilité effective et la plage dynamique du système de réception sont abaissées par la perte d'insertion du commutateur frontal.

Dans les applications d'émetteur où la puissance RF supplémentaire nécessaire pour compenser la perte n'est pas disponible (amplificateurs de puissance RF en particulier), la perte d'insertion sera une spécification critique d'un commutateur.

$$IL = 10 \log (P_{in}/P_{out}) \text{ [dB]} \quad (IV.2)$$

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

#### IV.4.3 La perte de retour

C'est une mesure de la puissance de l'onde réfléchie, elle peut également être utilisée pour mesurer la quantité de perte de puissance dans la ligne de transmission. L'onde réfléchie, lorsqu'elle est additionnée avec le signal d'entrée augmente ou diminue son amplitude nette, selon que la réflexion est en phase ou non en phase avec le signal d'entrée. Pour comprendre comment calculer le VSWR et la perte de retour dans un système RF, considérons la ligne de transmission RF illustrée à la figure IV.6.

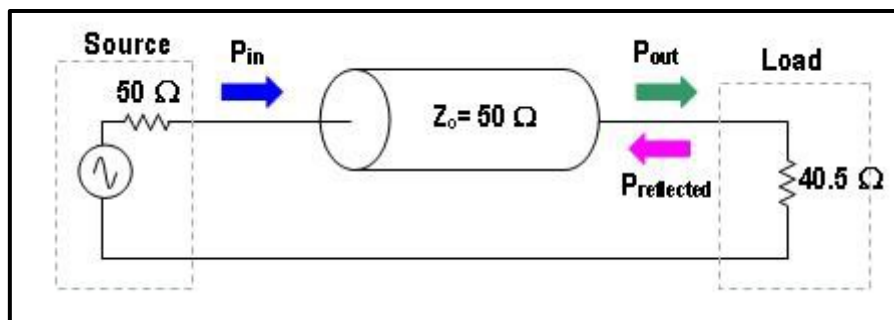


Figure IV.6 : Ligne de transmission RF.

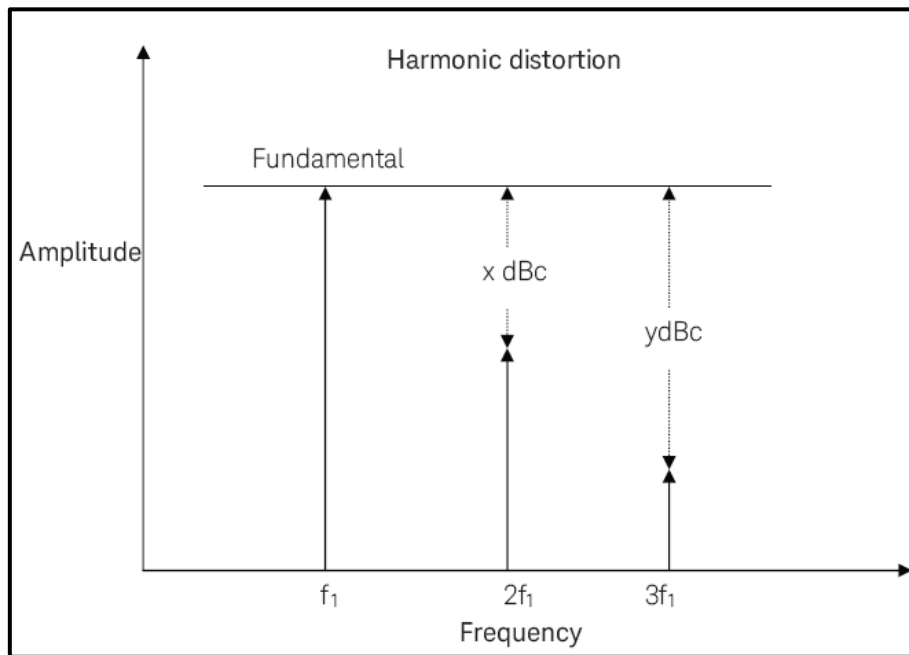
Dans la figure IV.6, l'impédance de la charge ( $40,5 \Omega$ ) n'est pas égale à celle de la source et de la ligne de transmission ( $50 \Omega$ ). Pour cette raison, une partie du signal se propageant à travers la ligne de transmission est réfléchi par la charge. Nous pouvons mesurer cette réflexion à l'aide de la formule suivante :

$$\text{Return loss} = 10 * \log \frac{P_{reflected}}{P_{in}} \quad (IV.3)$$

Où  $P_{reflected}$  est la puissance réfléchi.

#### IV.4.4 Distorsion harmonique et d'intermodulation

La distorsion harmonique est un produit de distorsion monofréquence causé par la non-linéarité du dispositif. Lorsqu'un dispositif non linéaire (tous les semi-conducteurs, y compris les commutateurs à semi-conducteurs, présentent intrinsèquement un degré de non-linéarité) est stimulé par un signal à une seule fréquence  $f_1$ , des signaux de sortie parasites peuvent être générés aux fréquences harmoniques  $2f_1$ ,  $3f_1$ ,  $4f_1 \dots Nf_1$ . (Nième harmonique est le Nième produit d'ordre). Les harmoniques sont généralement mesurées en dBc, dB en dessous du signal de sortie fondamental (voir Figure IV.7)



**Figure IV.7:** Harmoniques d'une fréquence fondamentale.

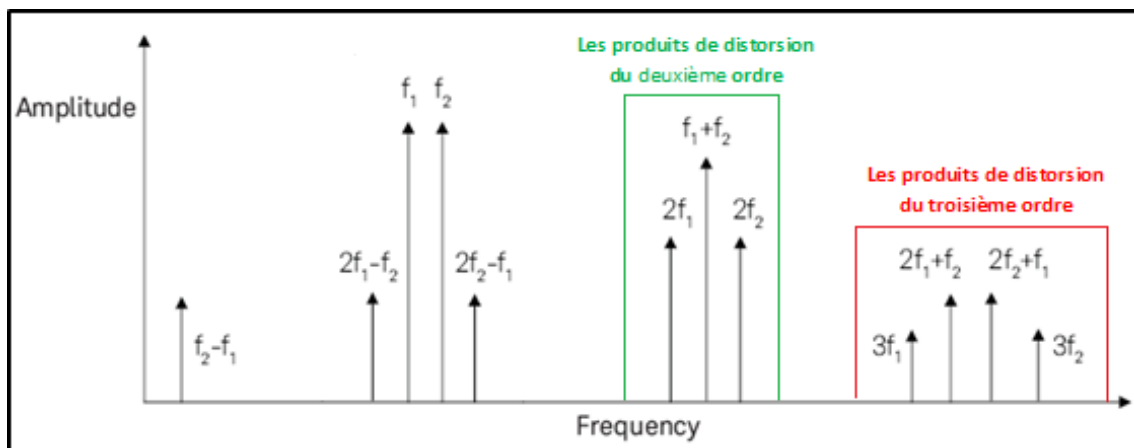
Une distorsion d'intermodulation survient lorsque la non-linéarité d'un dispositif ou d'un système avec plusieurs fréquences d'entrée provoque des sorties indésirables à d'autres fréquences, provoquant l'interférence des signaux dans un canal avec les canaux adjacents. La réduction de la distorsion d'intermodulation est devenue plus importante à mesure que le spectre devient plus encombré et que les canaux sont plus étroitement espacés.

Ces produits parasites sont mathématiquement liés aux signaux d'entrée fondamentaux. Il est courant de limiter l'analyse à deux tonalités (deux fréquences fondamentales,  $f_1$  et  $f_2$ , qui sont normalement séparées par une petite fréquence de décalage d'environ 1 MHz) en raison de la complexité de l'analyse de plus de deux fréquences d'entrée à la fois.

Les fréquences de sortie des produits d'intermodulation bicolores sont :

$$P f_1 \pm Q f_2, \text{ où } P, Q = 0, 1, 2, 3, \dots$$

L'ordre du produit de distorsion est la somme de  $P + Q$ . Donc, l'intermodulation du troisième ordre des produits des deux signaux,  $f_1$  et  $f_2$ , seraient  $2f_1 + f_2$ ,  $2f_1 - f_2$ ,  $2f_2 + f_1$  et  $2f_2 - f_1$  (voir Figure IV.8).



**Figure IV.8 :** Distorsion d'intermodulation de deuxième et troisième ordre.

Les systèmes à large bande peuvent être affectés par tous les produits de distorsion non linéaire. Cependant, contrairement aux produits de distorsion harmonique et du second ordre, les produits de distorsion d'intermodulation du troisième ordre (IP3) sont toujours trop proches des signaux fondamentaux pour être facilement filtrés (voir Figure IV.8).

Lorsque des signaux puissants provenant de plus d'un émetteur sont présents à l'entrée du récepteur, comme c'est généralement le cas dans les systèmes de téléphonie cellulaire, des produits de distorsion indésirables seront générés affectant la mesure du récepteur.

La fonction de transfert non linéaire d'un circuit ou d'un système peut être exprimée sous la forme d'une expansion en série :

$$V_{\text{OUT}} = a_1 A \cos(\omega t) + a_2 A^2 \cos(\omega t) + a_3 A^3 \cos(\omega t) \dots \quad (\text{IV.4})$$

Où  $a_n$  sont des coefficients réels.

#### IV.4.5 Point de compression 1 dB

Une autre non-linéarité d'un système ou d'un circuit est mesurée par le point de compression. Dans la région linéaire, une augmentation de 1 dB de la puissance d'entrée d'un circuit correspondra à une augmentation de 1 dB de la puissance de sortie. L'effet de non-linéarité devient apparent lorsque la puissance de sortie commence à augmenter moins que la puissance d'entrée. Lorsque l'incrément de différence de puissance est de 1 dB, le circuit a un point de compression de 1 dB. Si ce n'est pas explicitement indiqué, la compression de 1 dB fait référence à la puissance de sortie ( $P_{\text{out}}$ ) à ce point.

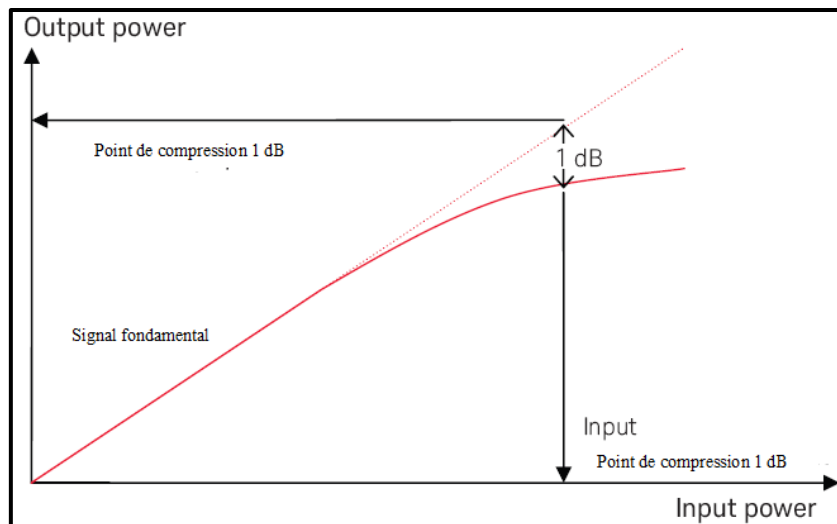


Figure IV.9 : Point de compression 1dB.

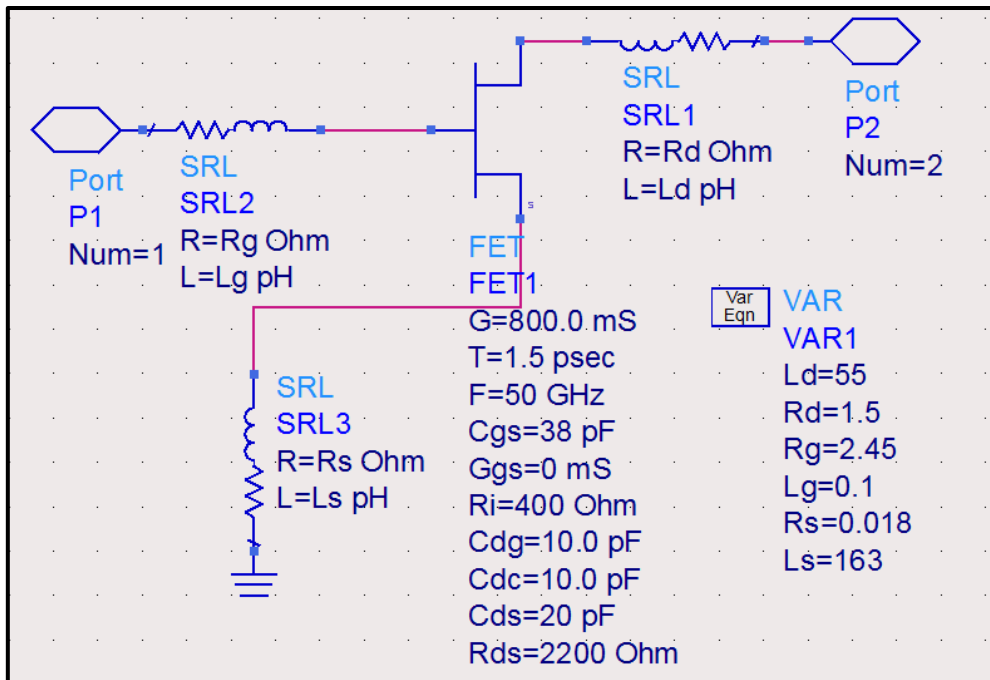
#### IV.5 simulation et modélisation petit signal des commutateurs à base de HEMT

Les éléments du modèle équivalent petit-signal calculés dans le chapitre précédent ont été introduits dans le logiciel ADS afin de créer un modèle de transistor HEMT. Cette procédure va permettre à ADS de simuler des circuits du commutateur SPST et SPDT en utilisant le transistor HEMT à base de AlGaIn/GaN/BGaIn avec une longueur de grille de  $0.03\mu\text{m}$  conçu dans le cadre de ce travail.

Advanced Design System (ADS) est un système logiciel d'automatisation de conception électronique produit par Keysight EEsof EDA, [7] une division de Keysight Technologies. Il fournit un environnement de conception intégré aux concepteurs de produits électroniques RF tels que les téléphones mobiles, téléavertisseurs, les réseaux sans fil, les communications par satellite, les systèmes radar et les liaisons de données à haut débit [7].

Keysight ADS prend en charge toutes les étapes du processus de conception (capture schématique, mise en page, vérification des règles de conception, simulation de circuits dans le domaine fréquentiel et temporel et simulation du champ électromagnétique) permettant à l'ingénieur de caractériser et d'optimiser pleinement une conception RF sans changer d'outil.

La Figure IV.10 représente le circuit utilisé par ADS pour importer les éléments du modèle petit-signal.



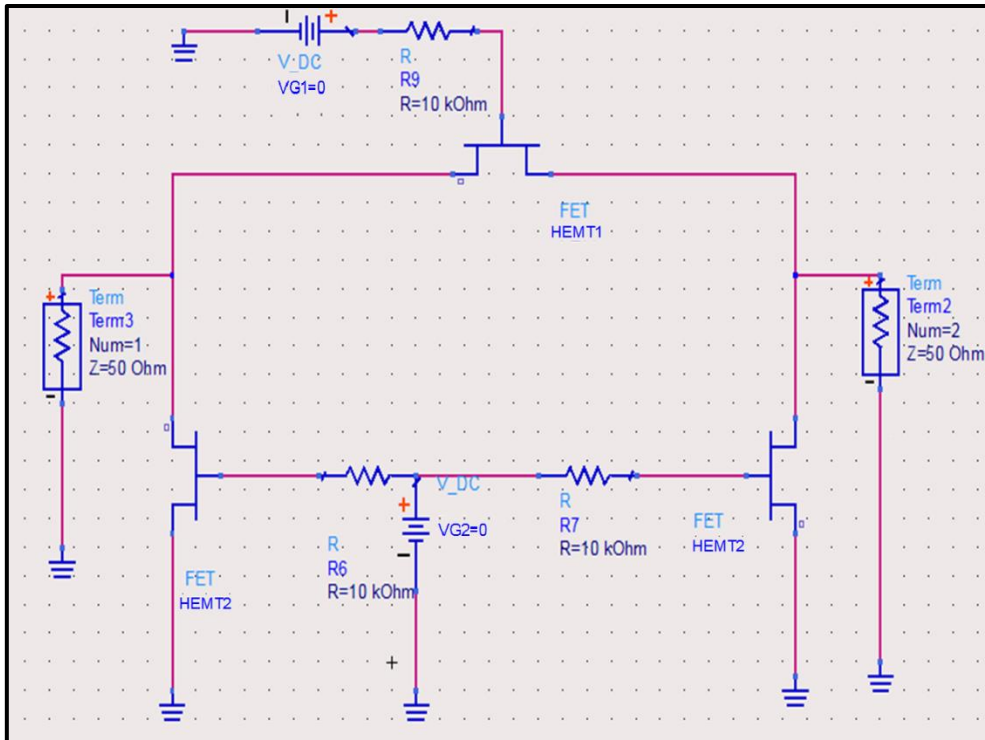
**Figure IV.10** : Importation du modèle petit-signal du transistor HEMT à base de AlGaIn/GaN /BGaIn avec  $L_g=0.03\mu\text{m}$  sous ADS.

#### IV.5.1 Etude du commutateur SPST

La structure de commutateur SPST à base de du HEMT conçu dans le cadre de travaux de cette thèse est proposée dans la Figure IV.11.

Lorsque le commutateur SPST fonctionne dans l'état passant (ON) correspondant à  $V_{g1} = 0\text{ V}$  et  $V_{g2} = -2\text{ V}$ , HEMT1 est dans la région linéaire représentée par une petite résistance passante, le HEMT2 est dans la région de pincement, qui peut être présenté comme un petit condensateur. Ensuite, le signal RF va du port d'entrée au port de sortie via le HEMT1 car l'impédance d'entrée est proche de  $50\Omega$ .

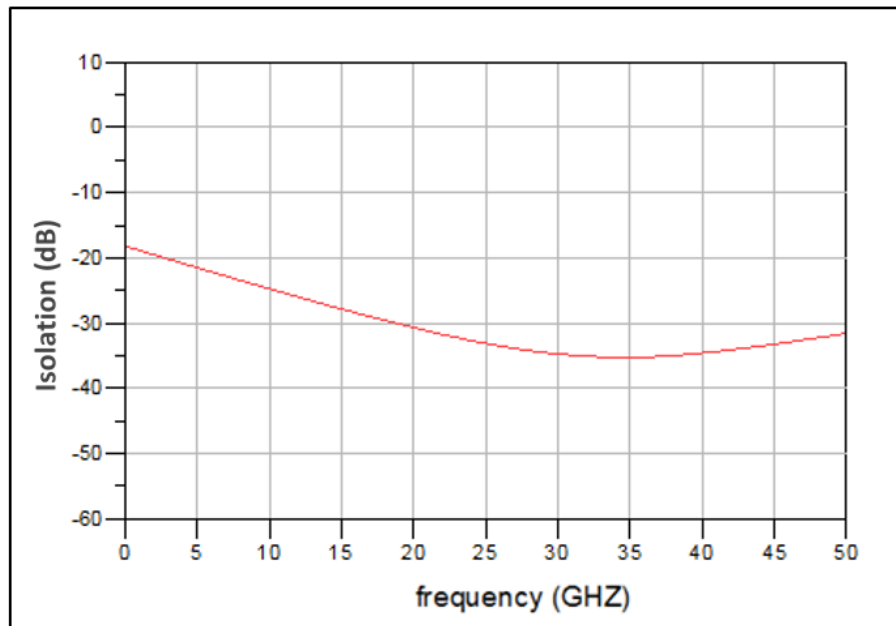
D'autre part, lorsque le commutateur SPST est à l'état bloqué (OFF), HEMT1 se comporte comme un petit condensateur à la place lorsqu'une tension de commande à  $-2\text{ V}$  est appliquée pour  $V_{g1}$ , et HEMT2 est traité comme une petite résistance en appliquant  $0\text{V}$  pour  $V_{g2}$ . Par conséquent, l'impédance d'entrée est très élevée et les signaux RF d'entrée sont complètement réfléchis vers le port d'entrée.



**Figure IV.11:** La structure proposée de commutateur SPST à base de AlGaN/GaN /BGaN HEMT avec  $L_g=0.03\mu\text{m}$ .

Les performances globales de circuits du commutateur SPST ont été simulées sous ADS. Les résultats obtenus sont présentés dans les figures suivantes.

La figure IV.12 présente l'isolation du commutateur SPST en fonction de la fréquence du signal d'entrée. Les résultats de la simulation montrent que l'isolation est supérieure à -25 dB à 10 GHz, et comme on peut le voir, l'isolation peut atteindre 34 dB à 30 GHz, et elle est supérieure à 30 dB sur une large de bande de fréquences 20-50 GHz.



**Figure IV.12 :** simulations de l'isolation du commutateur SPST HEMT à base de AlGaIn/GaN /BGaIn HEMT avec  $L_g=0.03\mu\text{m}$ .

La figure IV.13 présente la simulation des résultats des pertes d'insertion du commutateur SPST. Les résultats de la simulation montrent les pertes d'insertion minimale du commutateur SPST est de 1.7 dB à 15 GHz. Les pertes d'insertion atteignent 1.2 dB à 30 GHz et restent inférieures à 2dB sur une large bande de fréquences allant du 10 à 45 GHz.

Enfin, les pertes de retour ont été simulées. La figure IV.14 représente les résultats de simulation des pertes de retour. Comme le montre la figure, les pertes de retour sont meilleures que 10 dB de 23 à 30 GHz.

Cette topologie propose de bonnes performances à une fréquence plus élevée. Une autre topologie basée sur SPDT est proposée pour améliorer à nouveau les performances des commutateurs.



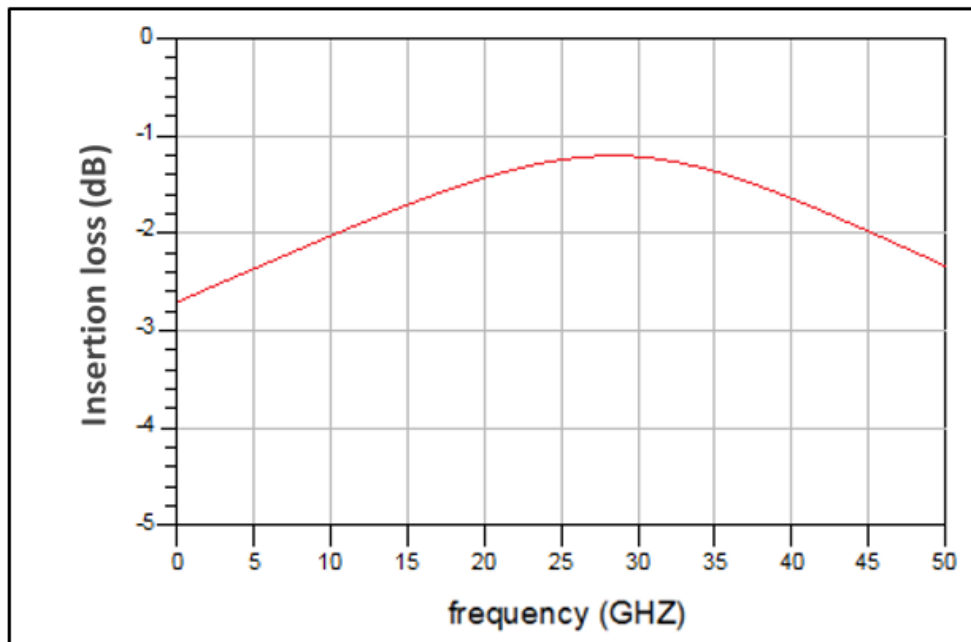


Figure IV.13 : simulations des pertes d'insertion du commutateur SPST à base de AlGaN/GaN /BGaN HEMT avec  $L_g=0.03\mu\text{m}$ .

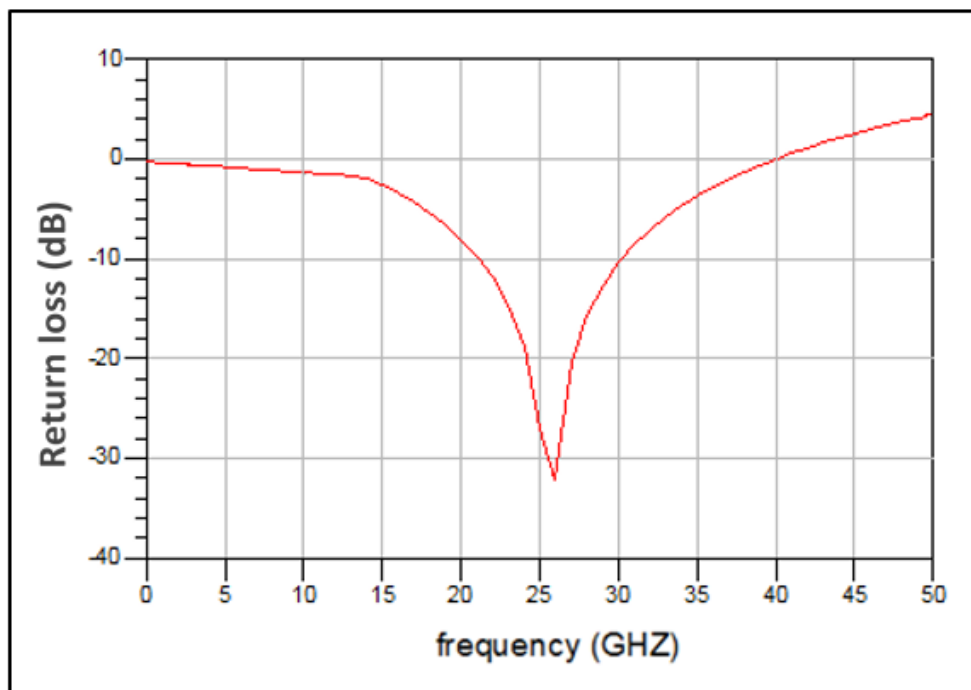


Figure IV.14 : simulations des pertes de retour du commutateur SPST à base de AlGaN/GaN /BGaN HEMT avec  $L_g=0.03\mu\text{m}$ .

### IV.5.2 Etude du commutateur SPDT

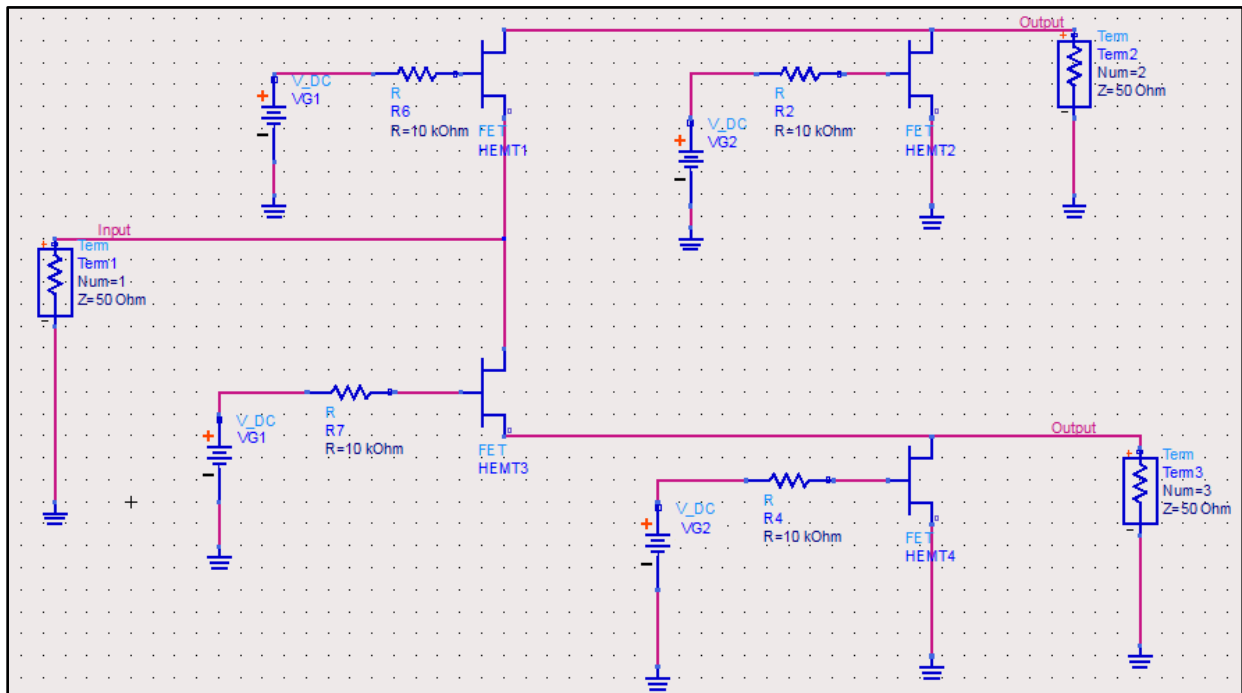
La deuxième topologie de commutation en SPDT est proposée afin d'améliorer l'isolation aux hautes fréquences. Les HEMT sont disposés à la fois en série et en parallèle. Les HEMT en série fournissent un chemin de passage pour l'état passant ON, tandis que les HEMT en parallèles fournissent une isolation pour l'état bloqué (OFF).

Le fonctionnement du commutateur nécessite que les HEMT série et les HEMT en parallèle associés à chaque état de commutateur aient des états de conduction opposés (ou complémentaires) et donc des polarisations de grille opposées (ou complémentaires). La figure IV.15 illustre la topologie du circuit de commutation SPDT.

Si le chemin Port\_1 à Port\_2 est passant (ON) et le chemin Port\_1 à Port\_3 est bloqué (OFF), alors HEMT1 et HEMT4 sont polarisés ON, tandis que HEMT2 et HEMT3 sont polarisés OFF.

Lorsque le transistor HEMT1 ainsi que le HEMT4 sont à l'état passant correspondant à  $V_{g1} = 0$  V et  $V_{g2} = -2$  V, le HEMT1 se comporte comme une petite résistance permettant au signal RF de passer du port\_1 au port\_2. Réciproquement, pour le deuxième état lorsque le signal est acheminé du port\_1 au port\_3.

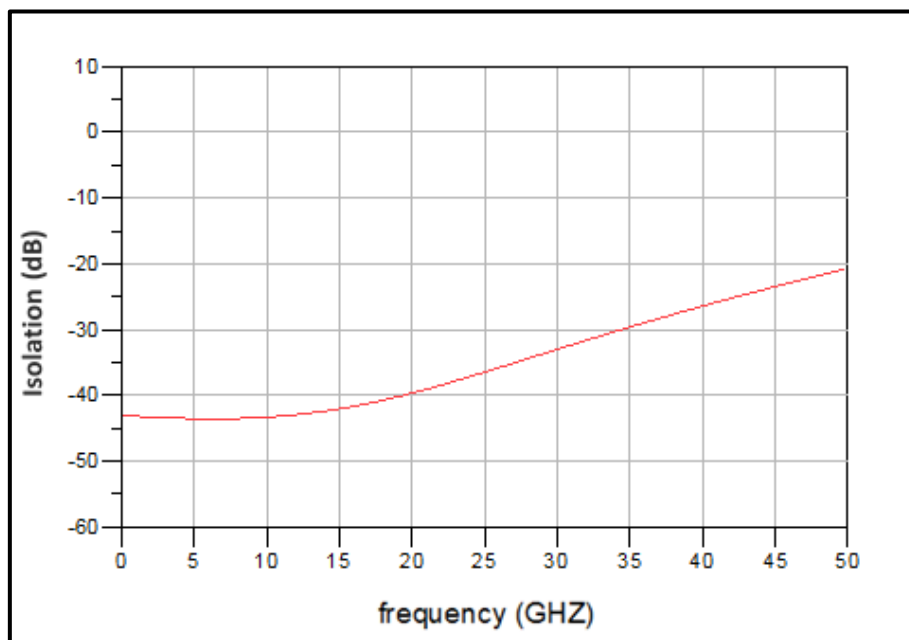
Comme la capacité contrôle le courant à travers le commutateur doit être indépendant du courant qui circule, il est recommandé de mettre une grande résistance de grille, R pour l'isolation entre les signaux de commande et le signal RF. La valeur de cette résistance a été choisie pour être de 10 K $\Omega$ . Les mesures RF ont été réalisées sur une plage de fréquences de 0 à 50 GHz.



**Figure IV.15:** Diagramme de commutateur SPDT à base de HEMT à base de AlGaN/GaN /BGaN HEMT avec  $L_g=0.03\mu\text{m}$ .

Les performances globales de circuits du commutateur SPST ont été simulées sous ADS. Les résultats obtenus sont présentés dans les figures suivantes.

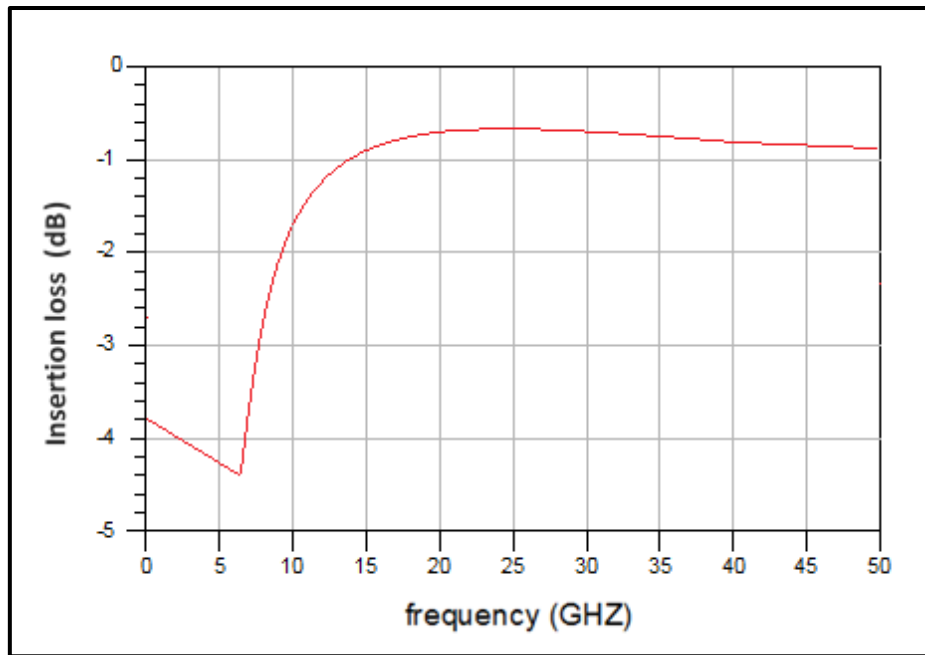
La figure IV.16 présente l'isolation du commutateur SPDT en fonction de la fréquence d'entrée. L'isolation a été améliorée par rapport à l'isolation d'un commutateur SPST présenté par avant, Jusqu'à 20 GHz, une isolation est supérieure de 40 dB. Une l'isolation est supérieure que 20 dB sur toute la bande de fréquences 0 - 50 GHz. Comme nous espérons aller plus haut en fréquence, autour de 50 GHz, avec cette topologie de commutation réalisée, il sera possible d'obtenir de bonnes performances.



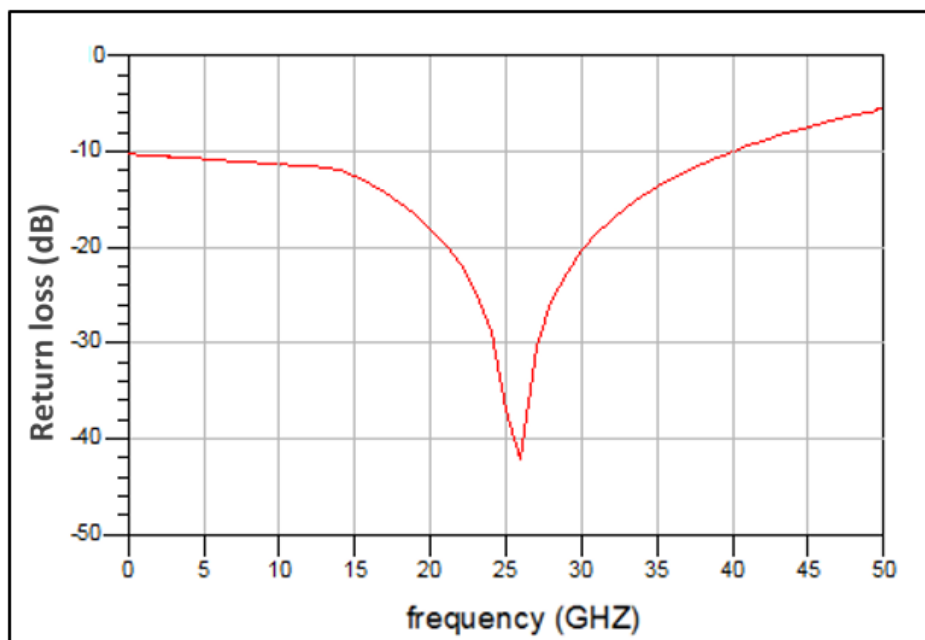
**Figure IV.16 :** simulations de l'isolation du commutateur SPDT à base de AlGaIn/GaN /BGaIn HEMT avec  $L_g=0.03\mu\text{m}$ .

La figure IV.17 présente la simulation des résultats des pertes d'insertion du commutateur SPDT. La perte d'insertion du commutateur SPDT est de 1.8 dB à 10 GHz. La perte d'insertion reste inférieure de 0.8 dB entre 15-50 GHz ce qui rend cette configuration est intéressante pour les applications à faible consommation et les applications satellitaires. Enfin, la figure IV.18 représente les résultats de simulation des pertes de retour. Comme le montre la figure, la perte de retour est meilleure que 10 dB de 15 à 35 GHz.

En comparant aux conceptions des commutateurs SPST et SPDT existants dans la littérature, le commutateur SPST et SPDT proposés ont obtenu des pertes d'insertion plus faible, des performances d'isolation et des pertes de retour plus élevé.



**Figure IV.17** : simulations des pertes d'insertion du commutateur SPDT à base de AlGaN/GaN /BGaN HEMT avec  $L_g=0.03\mu\text{m}$ .



**Figure IV.18** : simulations des pertes de retour du commutateur SPDT à base de AlGaN/GaN /BGaN HEMT avec  $L_g=0.03\mu\text{m}$ .

#### IV.6 Simulation et modélisation grand signal des commutateurs à base de HEMT

L'étude de large signal et la linéarité est réalisée par l'outil « Harmonic Balance » d'ADS où le comportement en puissance de la fréquence fondamentale du signal en sortie, est observé en fonction de différentes puissances appliquées à l'entrée du commutateur.

Harmonic Balance est une technique d'analyse dans le logiciel ADS du domaine fréquentiel pour la simulation de circuits et de systèmes non linéaires. Il est bien adapté pour simuler des circuits RF et hyperfréquences, car ceux-ci sont le plus naturellement traités dans le domaine fréquentiel. Les Circuits qui sont mieux analysés en utilisant Harmonic Balance dans des conditions de signal important ce sont les commutateurs, les amplificateurs, les oscillateurs et modulateurs.

La technique de simulation « Harmonic Balance » est utilisé pour calculer des quantités telles que le point de compression P1dB, les points d'interception du deuxième et troisième ordre (IP2 et IP3).

Les figures IV.19 et IV.20 représentent respectivement les circuits de commutation SPST et SPDT simulés en utilisant le logiciel ADS.

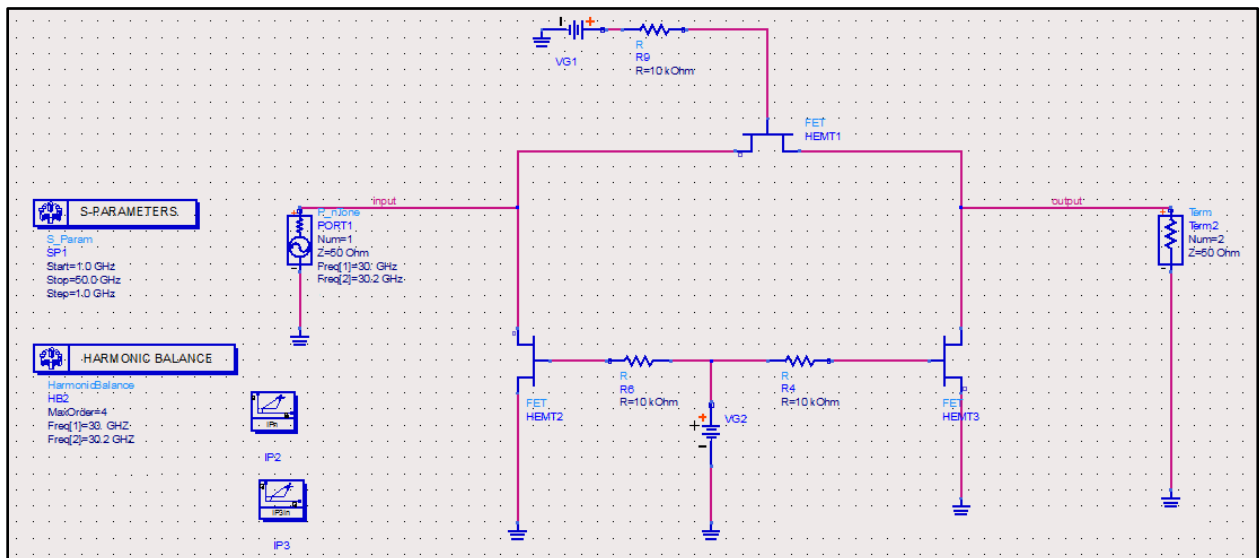


Figure IV.19 : Schéma de simulation du commutateur SPST pour le grand signal sous ADS.

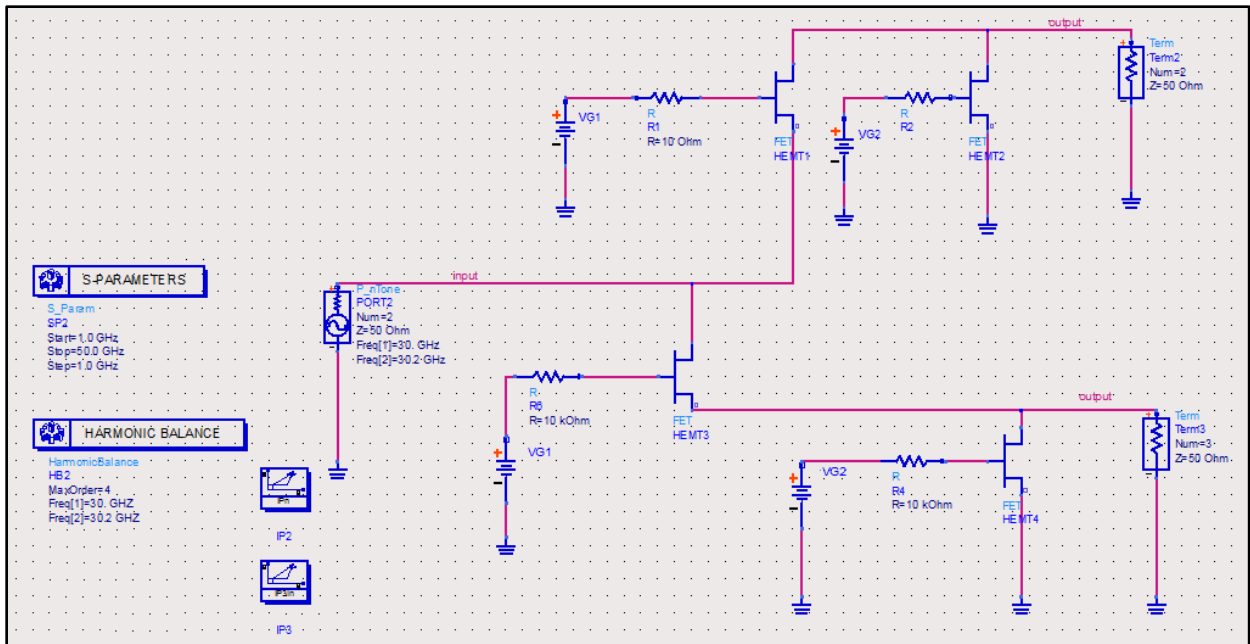


Figure IV.20 : Schéma de simulation du commutateur SPDT pour le grand signal sous ADS.

#### IV.6.1 le point de compression à 1dB

Un paramètre important à prendre en considération pour évaluer les performances d'un commutateur RF est la tenue en puissance, qui traduit la capacité d'un tel dispositif à transmettre d'une façon linéaire (sans distorsion et sans perte) un signal RF pour une puissance donnée. La figure IV.21 et IV.22 montrent le point de compression à 1 dB du commutateur SPST et SPDT à 30 GHz.

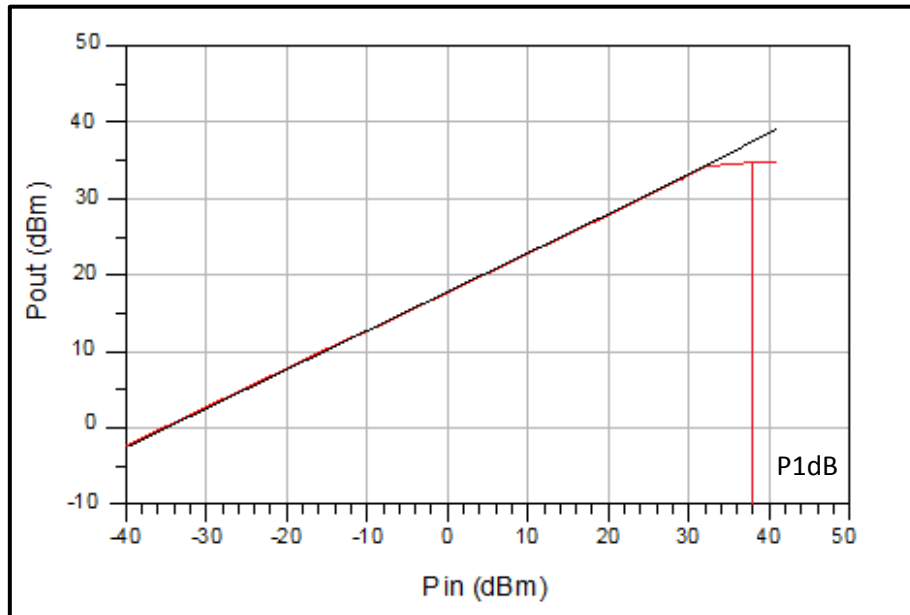
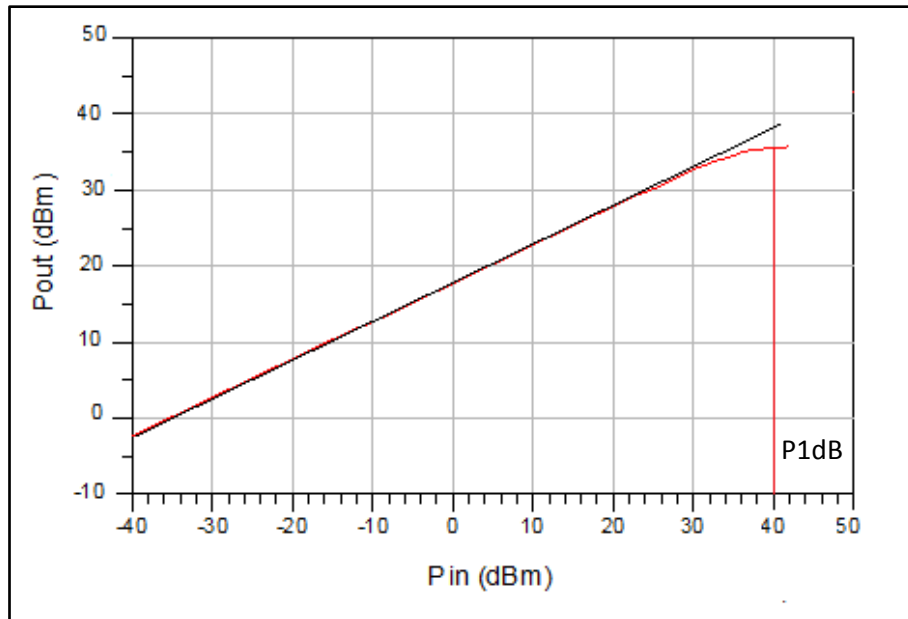


Figure IV.21 : Point de compression à 1 dB du commutateur SPST à base de AlGaIn/GaN/BGaIn HEMT avec  $L_g=0.03\mu\text{m}$ .



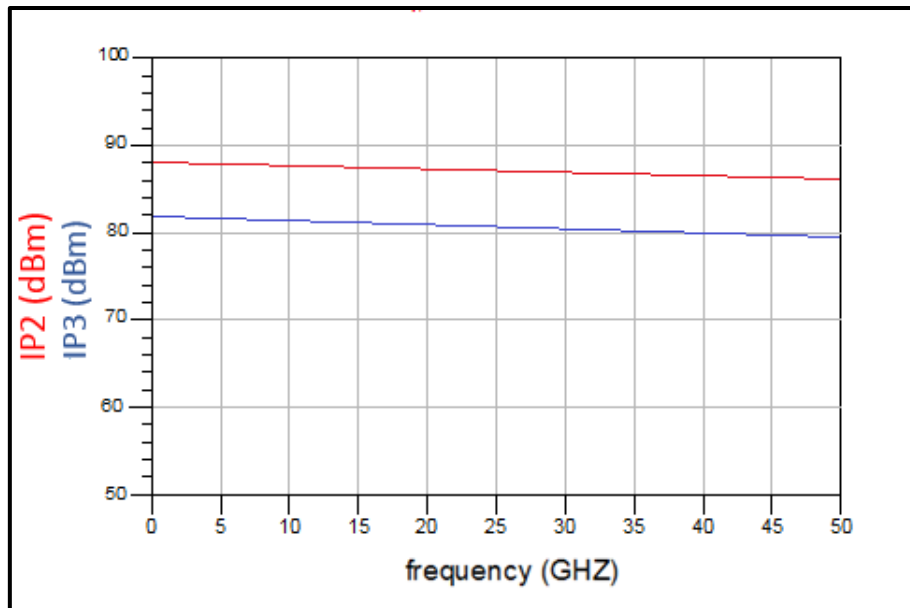
**Figure IV.22:** Point de compression à 1 dB du commutateur SPDT à base de AlGaIn/GaN /BGaIn HEMT avec  $L_g=0.03\mu\text{m}$ .

Le point de compression à 1 dB est défini comme le point pour lequel la puissance de sortie est inférieure de 1 dB par rapport à la réponse idéale. La puissance de sortie par rapport à la puissance d'entrée a été mesurée pour caractériser la capacité de gestion de la puissance du commutateur SPDT. Les résultats de la simulation présentent le point de compression à 1 dB est bien 38 dBm pour le commutateur SPST et 40 dBm pour le commutateur SPDT. Ces résultats montrent une stabilité des deux commutateurs à une puissance d'entrée élevée pendant la transmission. La capacité en puissance est de 6,3W et 10W pour les commutateurs SPST et SPDT, respectivement.

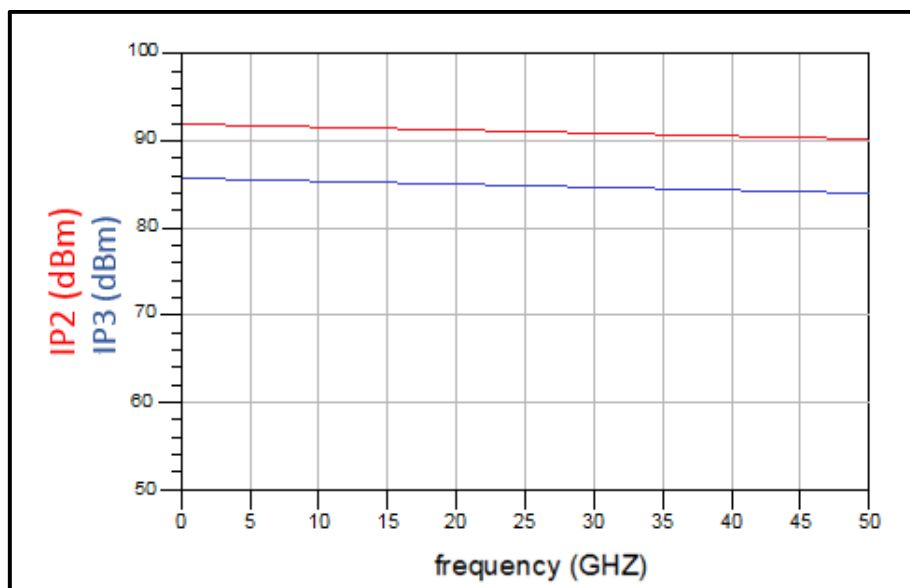
#### IV.6.2 Les points d'interception de distorsion du deuxième et du troisième ordre (IP2et IP3)

Les points d'interception de distorsion du deuxième et du troisième ordre (IP2et IP3, respectivement) sont les plus intéressants pour les ingénieurs de concepteurs de RF et micro-ondes.

Pour simuler IP2 et IP3, on applique deux fréquences à l'entrée qui sont proches. Dans notre cas on a simulé les points d'interception à 30 GHz et 30.2 GHz. Les figures IV.23 et IV.24 illustrent les variations de IP2 et IP3 des deux commutateurs SPST et SPDT, respectivement.



**Figure IV.23 :** Les points d'interception de distorsion IP2 et IP3 du commutateur SPST à base de AlGaIn/GaN /BGaIn HEMT avec  $L_g=0.03\mu\text{m}$ .



**Figure IV.24 :** Les points d'interception de distorsion IP2 et IP3 du commutateur SPDT à base de AlGaIn/GaN /BGaIn HEMT avec  $L_g=0.03\mu\text{m}$ .

Les résultats de la simulation obtenus montrent que IP2 sont meilleurs de 86 dBm et 90 dBm sur la bande de fréquences 0-50 GHz pour les deux commutateurs SPST et SPDT, respectivement. Les valeurs de IP3 sont meilleures de 80 dBm pour le commutateur SPST et meilleure de 86 dBm pour le commutateur SPDT sur toute la bande de fréquences 0-50 GHz. Il y'a moins de distorsion quand les



points d'interception sont plus grands. Ces résultats sont excellents en comparant avec la littérature récente.

La modélisation grand signal des commutateurs proposés en configuration SPST et SPDT a permis d'atteindre des performances de linéarité élevées et des points d'interception plus élevés qui expliquent moins de distorsion. Ceci est dû à la vitesse de saturation plus haute et à la mobilité inférieure dans le composant HEMT. Les performances obtenues par la simulation sont prometteuses pour les applications à commutation.

Le tableau IV.1 regroupe et compare les résultats obtenus dans notre travail avec d'autres travaux récents.

	Technologie	Fréquence (GHz)	Isolation (dB)	Pertes d'insertion (dB)	Perte de retour (dB)	P1 dB (dBm)	IP2 (dBm)	IP3 (dBm)
[8]	SPDT AlGaIn /GaIn HEMT	1	11	0,7	-	-	-	52
[9]	SPDT GaIn HEMT	2-18	<20	<2	<13	35	-	-
[10]	AlGaIn/GaIn MMIC SPDT	15-20	35	1.4	-	36	-	54
[11]	SPDT MMIC GaIn HEMT	30-40	27,65	1,86	-	39	-	-
[12]	SPDT GaIn HEMT	35-70	>40	2,2	>15	20,2		
[13]	SPDT CMOS	50	23	0,76	-	29	-	46
[14]	SPDT GaIn/Si HEMT	33-39	22	1,1	-	39	-	-
[15]	SPDT 0.15- $\mu$ m GaAs pHEMT	33-44	> 30	< 2,5	> 16	>24	-	-
<b>Ce travail</b>	SPST 0.03 $\mu$ m GaIn HEMT	0-50	43	1,2	>10	38	86	80
<b>Ce travail</b>	SPDT 0.03 $\mu$ m GaIn HEMT	0-50	40	0.8	>10	40	90	86

**Tableau IV .1** : Comparaison des résultats obtenus avec des travaux récents publiés.

## VI.7 Conclusion

Dans ce chapitre, un état de l'art sur les commutateurs RF a été présenté et les principes fondamentaux avec les topologies de base ont été expliqués. Les commutateurs SPST et SPDT étudiés sont basés sur la structure du transistor HEMT AlGaIn/BGaIn/GaN développé dans le chapitre précédent avec une grille de longueur de 30nm et une largeur de 100 $\mu$ m. Les performances petit signal et grand signal des deux commutateurs SPST et SPDT ont été étudiées une bande de fréquences de 0 à 50GHz.

Il a été montré qu'avec un commutateur en configuration SPST, on peut atteindre une isolation de plus de 34 dB et des pertes d'insertion inférieures à 2 dB sur une large bande de fréquences allant du 10 à 45 GHz.

La deuxième structure SPDT atteint une isolation supérieure de 40 dB et la perte d'insertion reste inférieure de 0.8 dB entre 15-50 GHz. De plus, le point de compression à 1 dB et les points d'interception de 2<sup>ème</sup> et 3<sup>ème</sup> ordre ont été présentés.

La modélisation grand signal des commutateurs proposés en configuration SPST et SPDT a permis d'atteindre des performances de linéarité élevées qui se présente par le point de compression à 1dB de 40 dBm et des points d'interception plus élevé de 2<sup>ème</sup> ordre de 92 dBm qui explique moins de distorsion.

Les deux topologies proposées offrent des bonnes performances à des fréquences élevées. Enfin, une comparaison des résultats obtenus dans le cadre de ce travail avec des performances des commutateurs RF publié récemment a été effectuée.

- [1] I. D. Robertson and S. Lucyszyn, RFIC and MMIC Design and Technology. No. 13, Iet, 2001.
- [2] 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.
- [3] 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 Internationale, pp. 1–8, 2009.
- [4] 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), 21<sup>ieme</sup> Conference Internationale de IEEE, pp. 1–4, 2016.
- [5] 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.
- [6] L. Devlin, "The design of integrated switches and phase shifters," in Design of RFICs and MMICs (Ref. No. 1999/158), Colloque tutorial IEEE, 1999, p. 2/1-2/14.
- [7] <https://edadocs.software.keysight.com/display/support/Knowledge+Center>
- [8] 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.
- [9] A. Bettidi, A. Cetronio, 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.
- [10] B. Y. Ma et al., "High power AlGaIn/GaN Ku-band MMIC SPDT switch and design consideration," in Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International, Atlanta, 2008.
- [11] Dechun Guo, Tong Qiao, Xiaobin Luo, Mingxun Li "Design of a Ka-Band Broadband SPDT Switch MMIC Based on GaN HEMTs", 16th International Conference on Communication

- Technology ,IEEE proceeding pp 241-243, 2015 .
- [12] L. Zhao, W.-F. Liang, J.-Y. Zhou, and X. Jiang, “Compact 35-70 GHz SPDT Switch with High Isolation for High Power Application,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 27, no. 5, pp. 485–487, 2017.
- [13] Chaojiang Li<sup>1</sup>, Berkutug Ustundag<sup>2</sup>, Arvind Kumar<sup>1</sup>, Myra Boenke<sup>1</sup>, Umut Kodak<sup>2</sup>, Gabriel Rebeiz<sup>2</sup> “<0.8dB IL 46dBm OIP3 Ka band SPDT for 5G Communication” 18th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF) ,IEEE 2018.
- [14] Giorgio Polli; Patrick E. Longhi; Sergio Colangeli; Silvio Fenu; Ferdinando Costanzo; Walter Ciccognani Ernesto Limiti “ GaN/Si Ka-band SPDT for observation payloads” *IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)* Singapore, 2019.
- [15] Yi-Fan Tsao <sup>1</sup>, Joachim Würfl <sup>2</sup> and Heng-Tung Hsu “Bandwidth Improvement of MMIC Single-Pole Double-Throw Passive HEMT Switches with Radial Stubs in Impedance-Transformation Networks “ *Electronics* ,vol 9, 270 ,pp 2-13 ,2020.



## **Conclusion Générale**



## *Conclusion générale*

Les travaux de cette thèse de Doctorat portent sur la simulation et modélisation des commutateurs RF à base de composants semi-conducteurs. Ils visent principalement la proposition des structures de transistors HEMT basés sur la technologie GaN pour les fonctions de contrôle dans les circuits haute fréquence, en particulier pour les applications de forte consommation en puissance.

La première partie de ce travail a été consacrée au choix des deux structures de HEMT à base de AlGaN/GaN et AlGaN/GaN/BGaN (*AlGaN/GaN en intégrant une couche arrière de nitrure de bore BGaN*). L'objectif principal de cette étude de choix était d'améliorer le confinement des électrons et de limiter les fuites d'électrons pour un HEMT AlGaN/GaN en induisant une couche de barrière arrière BGaN sous le canal. Avec cette topologie, une densité de courant de drain maximale de 1A, une transconductance maximale de 850 mS/mm et une fréquence de coupure de 600 GHz et une fréquence d'oscillation maximale de 1THz ont été obtenus. Les résultats obtenus ont montré que la couche de  $B_{0.02}Ga_{0.98}N$  a permis de réduire efficacement les fuites d'électrons du canal vers le substrat et permis ainsi d'améliorer les caractéristiques DC et AC du HEMT. Ces excellents résultats obtenus rendent ce composant avec la topologie proposée très attractif pour les futures applications à hautes fréquences et hautes puissances.

Ensuite, une modélisation dynamique de la structure HEMT a été effectuée afin de déterminer un schéma équivalent. La détermination précise de ce schéma équivalent pour les applications de commutation est d'une grande importance pour la modélisation des commutateurs RF à base des structures HEMT conçues et validées statiquement.

La deuxième partie a été consacrée à la modélisation du HEMT pour son implémentation et utilisation en commutation RF. Deux configurations de commutateurs à base de la structure de HEMT- AlGaN/GaN/BGaN avec une longueur de grille de 30 nm et une largeur de 100 $\mu$ m ont été proposées et simulées : un seul pôle unipolaire (SPST) et un seul pôle double jet (SPDT). Les commutateurs ont été simulés sur une bande de fréquences allant de 0 GHz à 50GHz (Ka-bande).

Les résultats obtenus sont très satisfaisants pour les deux configurations de commutateurs SPST et SPDT. Pour le premier, une isolation de plus de 34 dB et des pertes d'insertion inférieures à 2dB sur une large bande de fréquences allant du 10 à 45 GHz. La deuxième structure SPDT atteint une isolation de 40 dB et la perte d'insertion reste inférieure de 0.8 dB entre 15-50 GHz. Pour le deuxième, une isolation de 40 dB et la perte d'insertion reste inférieure de 0.8 dB entre 15-50 GHz ont été atteints. Aussi, la modélisation grand signal des commutateurs proposés en configuration SPST et SPDT permis d'atteindre des performances de linéarité élevées et des points d'interception plus élevé qui explique moins de distorsion .Ce qui fait de cette technologie une sérieuse candidate en comparant

les résultats obtenus avec les performances d'autres commutateurs RF publiés dans la littérature récemment.

En dépit de toutes les contraintes que nous avons été confrontés lors de la concrétisation de ce travail, notamment l'absence des outils et les moyens de réalisation très lourds, complexes et coûteux, les résultats obtenus sont très prometteurs et satisfaisants. Néanmoins, d'autres points complétant le travail effectué dans le cadre de cette thèse restent à exploiter à l'avenir. Il s'agit de:

- Etablir un modèle physique de la structure HEMT en 3D sous le logiciel ATLAS- SILVACO pour des résultats plus explicites.
- Adaptation du HEMT dans des topologies du commutateur plus complexe (SPMT...)

## Annexe A

### A.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 . Ce modèle consiste en un ensemble d'équations fondamentales qui relient le potentiel électrostatique et les densités de porteurs dans un domaine de simulation.

#### A.1.2 Équation de Poisson

$$\text{div}(\epsilon \nabla \psi) = -\rho \quad (\text{A.1})$$

où:

$\psi$  : le potentiel électrostatique

$\epsilon$  : la permittivité

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

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.

$$\vec{E} = -\nabla \psi \quad (\text{A.2})$$

#### A.1.3 Équation de continuité des porteurs

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

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{q} \text{div} \vec{j}_n + G_n - R_n \quad (\text{A.3})$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{1}{q} \text{div} \vec{j}_p + G_p - R_p \quad (\text{A.4})$$

où:

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

$\vec{j}_n, \vec{j}_p$  : 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.



## Productions scientifiques

- **Publications internationales**

-Imane FOUR , Mohammed KAMECHE , “ Optimization of DC and AC performances for Al<sub>0.26</sub>Ga<sub>0.74</sub>N/GaN/4H-SiC HEMT with 30nm T-gate ” International Journal of Nanoelectronics and Materials (IJNeM), ISSN (Print) 1985-5761 (Electronic) 2232-1535 for April 2020 Issue, (Vol 13, No. 2).

-Imane FOUR , Mohammed KAMECHE , “ Comparative simulation of DC and AC performances of Al<sub>0.26</sub>Ga<sub>0.74</sub>N/GaN HEMT with BGaN Back-barriers”, The International Journal of Nanoelectronics and Materials (IJNeM), ISSN (Print) 1985-5761 (Electronic) 2232-1535 for October 2020 Issue, (Vol 13, No. 4).

- **Conférences Internationales**

Imane FOUR, Mohammed KAMECHE, “Analysis of AlGaN/GaN high electron mobility transistor for Satellite application”, Accepted for publication in 8th INTERNATIONAL CONFERENCE ON DEFENSE SYSTEMS: ARCHITECTURES AND TECHNOLOGIES (DAT'2020).

- **Conférences nationales**

-Imane FOUR, Mohammed KAMECHE, “Simulation et modélisation des commutateurs RF à base de composant semi-conducteurs”, Journée sur les Systèmes et Technologies de l'Information et de la Communication JSTIC'2018, 25 juin 2018, Tlemcen, Algérie.

-Imane Four, Mohammed KAMECHE, “DC Performance of an AlGaN/GaN HEMT by Simulation Study”, Journée sur les Systèmes et Technologies de l'Information et de la Communication JSTIC'2019, 25 juin 2019, Tlemcen, Algérie.

-Imane Four, Mohammed KAMECHE, “Simulation du commutateur SPST à base de HEMT”, Journée sur les Systèmes et Technologies de l'Information et de la Communication JSTIC'2019, 23 Décembre 2020, Tlemcen, Algérie.