

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie Electrique.
Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:

Mémoire présenté en vue de l'obtention
Du diplôme de
Magister

Signaux et communications

**Modélisation d'un transistor MESFET en GaAs en
utilisant le simulateur atlas-silvaco**

Présenté par :

Yazid BEDDIAFI

Soutenu publiquement le 03 juillet 2013

Devant le jury composé de :

Pr. MIMOUNE Soury Med	Professeur	Président	Université de Biskra.
Pr. DEHIMI Lakhdar	Professeur	Directeur de mémoire	Université de Batna
Dr. BENAÏCHA A/hamid	Docteur	Examineur	Université de Biskra
Dr. HAMAÏZIA Zahra	Docteur	Examineur	Université de Biskra

Résumé :

Le transistor à effet de champ à barrière Schottky à l'Arséniure de Gallium noté MESFET GaAS est un des composants majeur utilisé dans les dispositifs électroniques. Ce travail a pour but de simuler numériquement l'influence des paramètres technologiques tel que longueur de grille, épaisseur et dopage du canal et l'effet des pièges accepteurs et donneurs présent dans le substrat sur les caractéristiques courant-tension en utilisant le simulateur Atlas Silvaco, Technical Computer Aided Design (TCAD). En présence des pièges donneurs aucun effet n'est observé sur les caractéristiques courant-tension. Cependant les pièges accepteurs ont un effet considérable sur les caractéristiques courant-tension. Les résultats ont montre qu'en présence des pièges accepteurs la zone de charge d'espace augmente dans le canal ce qui réduit le courant de drain. Les résultats ainsi obtenus sont en bon accord avec les résultats existant.

Mots clés

Simulation, défauts, silvaco, GaAs.

Abstract

The field effect transistor Schottky barrier gallium arsenide noted GaAs MESFET is one of major components used in electronic devices. This work aims to simulate numerically the influence of technological parameters such as gate length, thickness and channel doping and the effect of donor and acceptor traps in the substrate on the current-voltage characteristics using Silvaco Atlas simulator, Technical Computer Aided Design (TCAD). In the presence of donor traps no effect is observed on the current-voltage characteristics. However acceptor traps have a significant effect on the current-voltage characteristics. The results showed that in the presence of acceptor traps the space charge zone in the channel increases which reduces the current drain. Thus the results obtained are in good agreement with the existing results.

Keywords

Simulation, defects, silvaco, GaAs.

ملخص

الترانزستور تأثير مجال حاجز شوتكي المكون من الغاليوم زرنيخيد MESFET هو واحد من المكونات الرئيسية المستخدمة في الأجهزة الإلكترونية. يهدف هذا العمل لمحاكاة تأثير الخصائص التكنولوجية مثل طول البوابة، وسمك القناة النشطة وتأثير الفخاخ المانحة والأخذة في الركيزة على الخصائص الكهربائية باستخدام برنامج المحاكاة Silvaco Atlas وتقنية التصميم بمساعدة الكمبيوتر (TCAD). في وجود الفخاخ المانحة لم يلاحظ أي تأثير على هذه الخصائص. لكن الفخاخ الأخذة يكون لها تأثير كبير على الخصائص. أظهرت النتائج أن في وجود الفخاخ الأخذة يشكل منطقة خالية الشحن بين الركيزة و المنطقة النشطة.

الكلمات المفتاح

محاكاة، شوائب، برنامج المحاكاة Atlas، مزيج الغاليوم زرنيخيد.

Remerciements

Mes remerciements vont tout d'abord à Monsieur **DHIMI Lakhdar**. Professeur à l'université de Batna qui a proposé et dirigé ce travail. Qu'il soit assuré de ma plus profonde reconnaissance. C'est avec un grand plaisir que je remercie Monsieur **SAADOUNE Achour**. Docteur à l'université de Biskra Qui a suivi de près mon travail et dont sa disponibilité à mon égard ne s'est jamais démentie.

Mes remerciements s'adressent également à Monsieur **MIMOUNE Sourimohamed** Professeur à l'université de Biskra, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.

J'exprime toute ma gratitude aux membres de jury : Monsieur **BENAKCHA Abdelhamid**. Docteur à l'université de Biskra. Madame **HAMAIZIA Zahra**. Docteur à l'université de Biskra, pour avoir accepté de juger ce travail et de siéger à mon jury de thèse.

Merci à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'accomplissement de ce mémoire.

Un grand merci à mes parents qui m'ont toujours encouragé à poursuivre mes études et à aller toujours de l'avant.

Table des Matières

Résumé	i
Remerciements	iv
Table des matières	v
Introduction général	1
Chapitre I : État de l'Art sur les Transistors à Effet de Champ	3
1.1 Introduction.....	3
1.2 Les Transistors à Effets de Champ	3
1.2.1 Le Transistor à Effets de Champ à Jonction (JFET)	5
1.2.1.a Structure et description	5
1.2.1.b Principe de fonctionnement du JFET	6
1.2.1.c Contraintes et Domaines d'Utilisation	7
1.2.2 Transistor à Effets de Champ A Grille Isolée (MOSFET)	7
1.2.2.a Structure et description	7
1.2.2.b Principe de fonctionnement du MOSFET.....	8
1.2.2.c Contraintes et domaines d'utilisation	9
1.2.3 Transistor à Effets de Champ à Contact Schottky (MESFET)	10
1.2.3.a Structure et description	10
1.2.3.b Principe de fonctionnement du MOSFET.....	11
1.2.3.c Contraintes et domaines d'utilisation	11
1.2.4 Le Transistor HEMT	12
1.2.4.a Structure et description	13
1.2.4.b Principe de fonctionnement du HEMT	13
1.2.4.c Contraintes et domaines d'utilisation	14
1.3 Conclusion	15
Chapitre II : Les Transistors MESFET GaAs	16
2.1 Introduction.....	16
2.2 L'Arséniure de Gallium (GaAs)	16
2.2.1 Structure cristalline d'Arséniure de Gallium (GaAs).....	16

2.2.2	<i>Propriétés électriques et physiques du GaAs</i>	17
2.2.3	<i>Avantages et inconvénients du GaAs</i>	17
2.3	<i>Préparation du GaAs</i>	18
2.3.1	<i>Préparation de Substrat</i>	18
2.3.1.a	<i>La technique de Czochralski Encapsulation Liquide (LEC)</i>	18
2.3.1.b	<i>La Technique Horizontale de Bridgman (HB)</i>	19
2.3.2	<i>Préparation des Couches Actives</i>	19
2.3.2.a	<i>Technique Epitaxiales</i>	19
2.3.2.a1	<i>Technique Epitaxiales en Phase Vapeur</i>	19
2.3.2.a2	<i>Technique Epitaxiale en Phase Liquide</i>	20
2.4	<i>Le Transistor MESFET GaAs</i>	20
2.4.1	<i>Types des MESFETs en GaAs</i>	20
2.4.1.a	<i>MESFET a canal long</i>	20
2.4.1.b	<i>MESFET a canal court</i>	24
2.5	<i>Les phénomènes de pièges</i>	26
2.5.1	<i>Phénomène de Gate-Lag</i>	26
2.5.2	<i>Phénomène de Self-Backgating</i>	26
2.5.3	<i>Phénomène de Backgating</i>	28
2.6	<i>Conclusion</i>	28
	Chapitre III : Simulateur Atlas-Silvaco	29
3.1	<i>Introduction</i>	29
3.2	<i>Présentation du logiciel ATLAS-SILVACO</i>	30
3.2.1	<i>Aperçu sur ATLAS-SILVACO</i>	30
3.2.2	<i>Structure de Fichier d'entrée</i>	31
3.3	<i>Déférents étapes de simulation</i>	31
3.3.1	<i>Spécification de la Structure étudiée</i>	31
3.3.1.a	<i>Spécification de Maillage</i>	32
3.3.1.b	<i>Spécification des Régions et Matériaux</i>	33
3.3.1.c	<i>Spécification des électrodes</i>	34

3.3.1.d Spécification de Dopage	35
3.3.2 Spécifications des Matériaux et des modèles	36
3.3.2.a Spécifications des Matériaux.....	36
3.3.2.b Spécifications des modèles pour le calcul.....	37
3.3.3 Spécification Méthodes numérique de calcul	37
3.3.4 Spécification de Solution	38
3.3.4.a Log.....	38
3.3.4.b Solve	38
3.3.4.c Load et Save	38
3.3.5 Analyse des résultats.....	39
3.4 Les équations de Base de Semi-conducteur en ATLAS-SILVACO	39
3.5 Conclusion	40
Chapitre IV : Résultats et interprétation	41
4.1 Introduction.....	41
4.2 Caractéristiques I-V	41
4.3 Influence des paramètres géométriques et physiques.....	46
4.3.1 Influence de la longueur de grille L_g	46
4.3.2 Influence de dopage de canal N_d	48
4.3.1 Influence de l'épaisseur du canal a_c	49
4.4 Influence des pièges donneurs et accepteurs	51
4.5 Conclusion	60
Conclusion général	61
Références bibliographiques	62

Introduction générale

Introduction générale

Le développement de nouvelles technologies pour les applications de télécommunications, de radionavigations et radars sont aujourd'hui d'un intérêt stratégique et commercial majeur. Plusieurs défis sont actuellement à relever dans ces domaines, le développement de réseaux hauts débits pour la numérisation des réseaux terrestres, télévision et radio à grande échelle, la mise au point de systèmes de radiocommunications mobiles, le développement de systèmes électroniques à hautes fréquences embarqués dans le secteur automobile ou encore les systèmes radars modernes. Ces marchés offrent aujourd'hui des perspectives commerciales importantes. Le développement de nouvelles filières de composants à effet de champ prend un formidable essor dans ces nouvelles technologies, la demande et la production de circuits intégrés à base de transistors à effet de champ est très élevée. Ce développement spectaculaire a conduit à une recherche robuste soit au niveau de composants plus en plus performants ou vers nouvelles applications, entraînant une montée en fréquence et autorisant une amplification de puissance plus importante [1].

Les transistors MESFET GaAs sont maintenant les composants très importants dans la fabrication des circuits intégrés rapide et plus performant [2].

Les semi-conducteurs sont des composantes admets plusieurs anomalie dans sa fonctionnement ; un de ces anomalie c'est a la présence des atomes étrangers dans les déférents régions de semi-conducteurs soit substrat soit interface canal-substrat.

L'objectif de ce travail est de faire une modélisation de transistor MESFET GaAs et de déterminer les caractéristiques électriques I_{ds} - V_{ds} , avec l'influence des déférents paramètres et de pièges. Ce travail est contient quatre parties (chapitres) avec une introduction et conclusion générale t'elle que :

Le premier chapitre présent une description générale sur les transistors à effet de champ FET (field effect transistors), structure générale, principe de fonctionnement et domaine d'utilisation.

Le deuxième chapitre décrit les propriétés statiques du MESFET GaAs il est consacré la caractérisation de les éléments constituant le composant GaAs ainsi que l'effet des pièges.

Le troisième chapitre est une étude détaillée sur le simulateur T-CAD Atlas-Silvaco, étapes de simulation ; modèles implémenter ; caractéristiques de ce simulateurEtc.

Le quatrième chapitre est réservé pour les différents résultats obtenus avec des interprétations.

Chapitre I

État de l'Art sur les Transistors à Effet de Champ

Chapitre I

État de l'Art sur les Transistors à Effet de Champ

1.1 Introduction

Les transistors constituent sans doute la plus large part de l'activité microélectronique moderne. Dans ce secteur, un très large effort s'est concentré sur les composants unipolaires, ce sont les composants qui ne reposent que sur le transport d'un seul type de porteurs. Ces composants incluent les transistors à effet de champ sous leurs différentes formes, JFET, MOSFET, MESFET.

Le MESFET à base de GaAs a reçu une très grande attention en particulier en raison de son application dans les systèmes hautes fréquences et de puissances.

L'objectif est de présenter les différents transistors à effet de champ utilisés dans des conceptions hyperfréquences. Tout d'abord, nous proposerons une description géométrique et physique des transistors les plus utilisés actuellement. Nous présenterons donc successivement les JFET, MOSFET, MESFET et leurs dérivés les HEMT.

1.2 Les Transistors à Effet de Champ

Le transistor à effet de champ dénommé FET ou TEC repose sur le fonctionnement d'un dispositif semi-conducteur unipolaire, c'est-à-dire qu'un seul type de porteur intervient. Ainsi, pour une utilisation aux hautes fréquences, il est préférable que le type de porteur responsable de l'effet transistor soit celui présentant les meilleures propriétés de transport : mobilité, vitesse et coefficient de diffusion. Les électrons possèdent des propriétés plus intéressantes que les trous les FET sont essentiellement élaborés sur du matériau de type N. Leur principe peut être comparé à une résistance semi-conductrice dont la section est modulée par une jonction polarisée en inverse, principe décrit pour la première fois en 1952 par W. Shockley [3].

Sur ce principe, différentes structures de transistors à effet de champ

correspondant à différents contacts de grille ont été élaborées : [2]

- ✓ grille à jonction PN pour le transistor JFET (Junction Field Effect Transistor).
- ✓ grille métallique isolée pour le transistor MOSFET (Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor).
- ✓ grille métallique à barrière Schottky pour le transistor MESFET (MEtal Semiconductor Field Effect Transistor).

De nouveaux transistors pouvant contrôler des puissances supérieures à celles des FET homogènes sont en train d'émerger [4]. Ils ne sont pas faits en Silicium ou en Arséniure de Gallium car ces matériaux sont utilisés près de leurs limites physiques ultimes.

Aujourd'hui, les semi-conducteurs à large bande interdite sont les candidats idéaux pour réaliser un nouveau saut technologique. Nous pouvons citer les FET à Hétéro-structure. En effet, les propriétés physiques (champ électrique de claquage, vitesse de saturation, conductivité thermique)des matériaux utilisés (ex: Ga_{1-x}Al_xAs) en font de ces composants un bon choix pour un grand nombre d'applications de forte puissance et à haute température. Dans ce sens, les technologues ont imaginé des procédés de fabrication de plusieurs types de composants à effet de champs qu'on regroupe suivant la structure dans l'organigramme suivant :

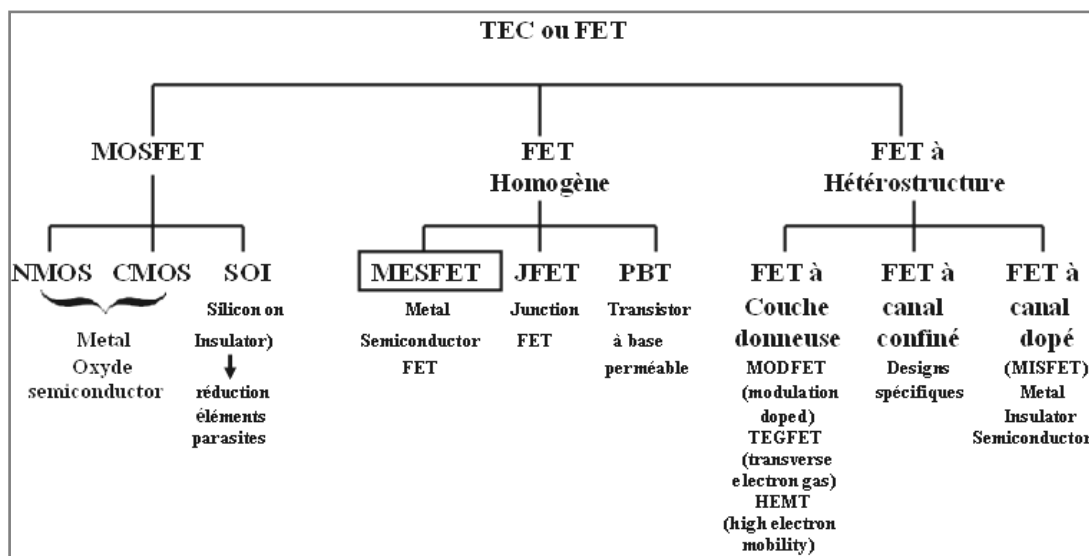


Figure 1.1 : La famille des composants à effet de champ [5]

1.2.1 Le Transistor à Effet de Champ à Jonction (JFET)

Le concept d'un semi-conducteurs à triode comme structure similaire au transistor à effet de champ à jonction (JFET) a été proposé, la première fois, par Jules Lilienfeld dans trois révélations de brevet au alentour de 1925, suivis d'un brevet semblable par Oskar Heil en 1935. Cependant, un dispositif fonctionnant réellement est demeuré évasif pendant une période d'encre 25 années principalement dues à la difficulté de développer une surface semi-conductrice propre. Après ces années, les efforts cumulatifs d'un certain nombre de chercheurs aux laboratoires de Bell comprenant Atalla, Bardeen, Brattain, brun, Derick, Frosch, Gibney, Hoerni, Kahng, Ligenza, Shockley, Spitzer, et Warner ont lentement mené à la réalisation de ce dispositif [6].

1.2.1.a Structure et Description

Le transistor JFET (Junction Field Effect Transistor) est un composant de structure plane. Il est constitué par une mince couche de matériau semi-conducteur de type N (pour un JFET canal N), sur un substrat de type P. Une diffusion de type P⁺ à la surface de la couche réalise l'électrode de la grille et constituant ainsi une jonction P⁺N verticale figure (I-2). Deux diffusions N⁺, aux extrémités du canal, permettent d'assurer les contacts ohmiques de source et de drain [7].

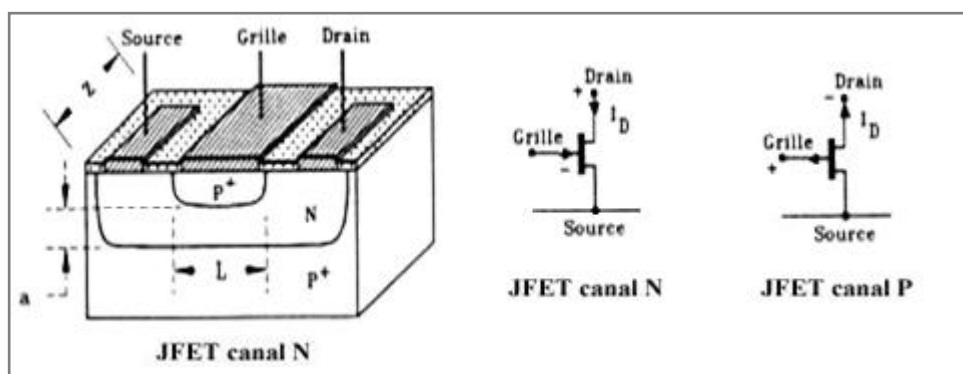


Figure 1.2 : Transistor JFET à canal N et symboles des deux types de JFET

1.2.1.b Principe de fonctionnement du JFET [8][7]

Dans le transistor à effet de champ à jonction (JFET), la variation de la tension de polarisation permet la modulation de la largeur de la zone de charge d'espace de la jonction latérale "P⁺N". Autrement dit, la variation de la polarisation module la variation de la section conductrice du canal. Sans polarisation, il peut y avoir une zone de désertion (déplétion) sur une certaine profondeur dans le canal. La désertion est liée à différents paramètres tels que le matériau de la grille et les propriétés d'interface.

Pour une tension drain source V_{ds} nulle, la variation de la tension grille V_{gs} module la profondeur de la zone de désertion, et donc la partie conductrice du canal. Pour une polarisation $V_{gs} < 0$ (et $V_{ds} \approx 0$ volt), la zone de désertion se développe plus profondément dans le canal, provoquant le rétrécissement de celui-ci et donc une augmentation de sa résistance. Pour une tension $V_{gs} = V_p$ (tension de pincement), la zone de charge d'espace occupe la totalité du canal. La résistance entre drain et source devient très élevée.

Pour une tension V_{ds} non nulle et une tension V_{gs} négative, on a un canal conducteur. Un courant I_{ds} circule entre le drain et la source. Si V_{ds} devient de plus en plus positive, le champ électrique à travers le canal augmente ainsi que la vitesse des électrons. La distribution de tension à travers le canal aura pour conséquence une différence de potentiel entre la grille et le canal sur la longueur de celui-ci. Ceci explique la différence observée pour la profondeur de la zone de désertion le long du canal, qui augmente vers le drain Figure (I-3).

Si la tension V_{ds} atteint la valeur V_{dsat} (tension de saturation), le régime de pincement apparaît. Le courant I_{ds} atteint sa valeur de saturation. L'augmentation de la tension V_{ds} au-delà de V_{dsat} n'affecte pas l'évolution du courant I_{ds} qui garde une valeur relativement constante.

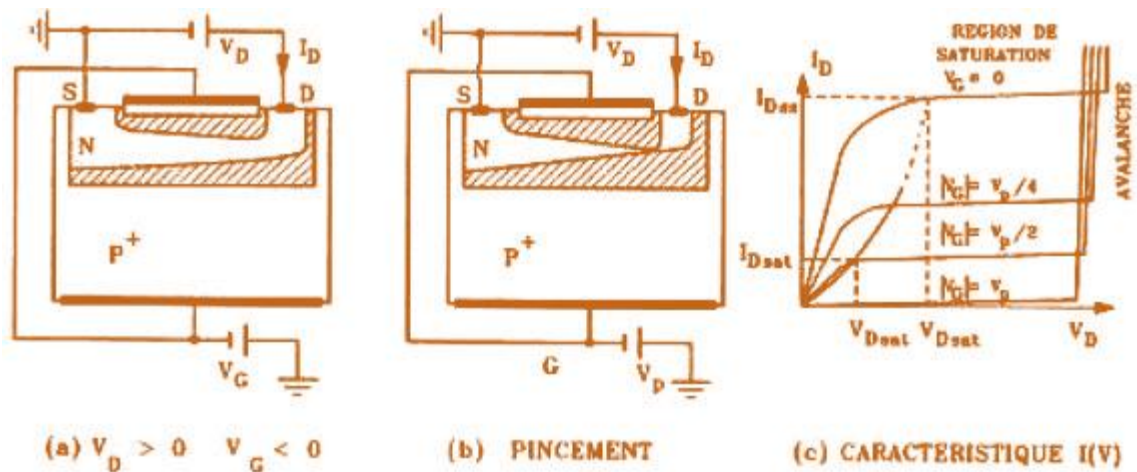


Figure 1.3: Comportement du JFET en fonction de V_D pour $V_G < 0$

1.2.1.c Contraintes et Domaines D'utilisation

La forte impédance d'entrée des JFET (plusieurs dizaines, voire centaines de mégohms) associée à un faible bruit propre, rend ces transistors particulièrement bien adaptés à l'amplification des faibles signaux sous forte impédance.

En commutation, ils présentent par rapport aux transistors bipolaires certains avantages, comme un gain en puissance plus élevé et une impédance d'entrée aux faibles fréquences beaucoup plus forte, ce qui permet de réaliser de grandes constantes de temps avec des capacités assez faibles (réalisation de monostables ou d'astables) [9].

1.2.2 Transistor à Effet de Champ A Grille Isolée (MOSFET)

1.2.2.a Structure et Description

Le MOSFET, acronyme anglais de Métal Oxide Semi-conducteur Field Effect Transistor, en français Transistor à Effet de Champ (à grille) Métal-Oxyde, Comme tous les transistors ou même les tubes à vide, le MOSFET module le courant qui le traverse à l'aide d'un signal appliqué à son électrode d'entrée ou grille. La structure du transistor MOSFET comprend un isolant (silice SiO_2), deux îlots, de type opposé à celui du substrat, la source et le drain, délimitent la région active du dispositif qui se situe précisément sous l'électrode de grille. L'intensité du courant circulant entre la source et le drain est commandée par la tension entre la grille et le substrat. Très souvent les électrodes de source et de substrat sont électriquement reliées [7][10].

Les deux types fondamentaux du MOSFET sont les MOSFET à appauvrissement D-MOSFET, et les MOSFET à enrichissement E-MOSFET. Dans chaque type de MOSFET, on peut distinguer le MOSFET canal N (le courant provient du déplacement d'électrons) et le MOSFET canal P (le courant provient du déplacement des trous). Les transistors MOS à enrichissement sont bloqués sans tension de commande sur la grille (NORMALLY OFF), ils deviennent passants à partir d'une certaine tension de grille V_{TH} . Plus $|V_{GS}| > |V_{TH}|$, plus le E-MOS devient passant. Les transistors MOS à appauvrissement sont passants sans tension de commande sur la grille (NORMALLY ON), ils deviennent de moins en moins conducteurs au fur et à mesure que la tension de commande augmente pour finalement se bloquer au delà d'une tension de blocage V_{GSof} .

1.2.2.b Principe de fonctionnement du MOSFET

La figure ci-dessus figure (I-4) illustre parfaitement le principe d'un transistor MOS à canal N. La source et le drain sont de type N+ (hachures obliques) et la grille est isolée du semi-conducteur par une couche d'oxyde.

Lorsque la grille est polarisée positivement elle crée à l'interface diélectrique semi-conducteur une couche dite d'inversion (hachures verticales) comportant un grand nombre d'électrons (porteurs minoritaires de la zone P), dès que V_{GS} est supérieure à une valeur de seuil V_T cette couche est suffisamment importante pour créer un canal conducteur entre les deux zones N+. Mais ceci suppose que le potentiel au drain soit très inférieur à ce seuil. La relation liant I_d à V_{ds} est linéaire et le canal se comporte comme une simple résistance.

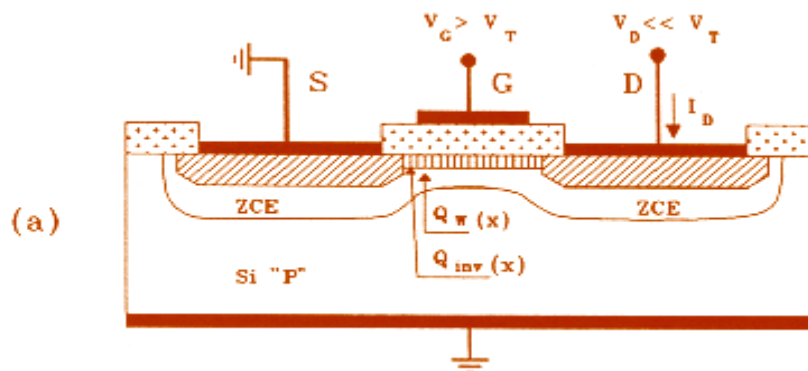


Figure 1.4 : Principe d'un MOSFET à canal N : les zones hachurées sont de type N

Si V_{ds} croit, alors on obtient un effet de pincement analogue à celui constaté dans le JFET, illustré figure (I-6), car la capacité du fait du potentiel positif appliqué sur le drain est moins polarisée de ce côté. Ce qui en d'autres termes revient à dire que la couche d'inversion présente une épaisseur non uniforme et décroissante de la source vers le drain. Pour une valeur de $V_{ds} = V_{dsat}$ on atteint la limite du pincement.

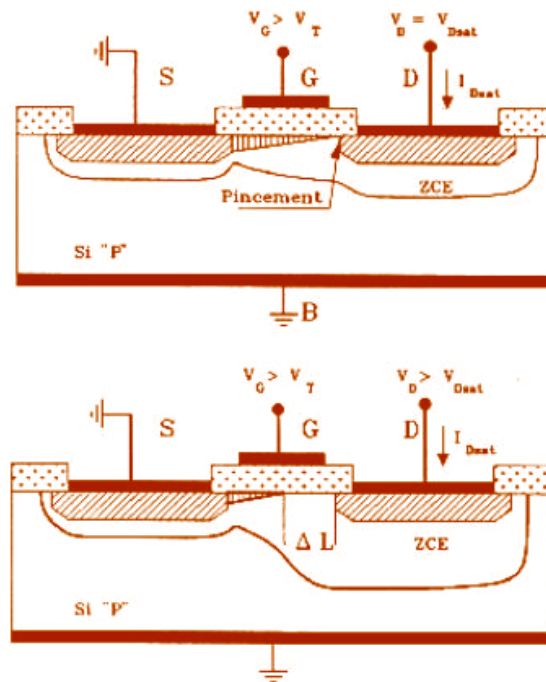


Figure 1.5 : Pincement du canal en fonction de V_{ds}

1.2.2.c Contraintes et domaines d'utilisation

La grille étant isolée, la résistance d'entrée du transistor MOS est très élevée (de $10^{11} \Omega$ à $10^{15} \Omega$), et la capacité grille-source étant très faible, ces transistors sont extrêmement sensibles aux charges électrostatiques qui peuvent provoquer le claquage de la couche de silice. [11] Il faut donc intégrer des dispositifs de protection contre les surtensions (le plus souvent, deux diodes tête-bêche placées entre grille et source). En raison de leurs très petites dimensions, de leur faible consommation et de leur facilité d'intégration, le domaine privilégié d'emploi des transistors MOS est celui des circuits intégrés (mémoires, microprocesseurs, circuits logiques).

Certes, ces dispositifs sont encore moins rapides [12], Malgré que des progrès spectaculaires ont été effectués en vue de la miniaturisation des transistors MOS et plus particulièrement la diminution de la longueur du canal,

ce qui a permis d'augmenter la densité d'intégration et la vitesse de fonctionnement des circuits mais cette réduction de dimensions à engendrer des phénomènes parasites (modification de la tension de seuil, augmentation du phénomène des porteurs chauds, ...) qui détériorent les caractéristiques courant-tension. Toutefois, les technologues ont imaginé des procédés de fabrication particuliers en vue de conserver ces caractéristiques (Technologie SOI, NMOS, CMOS, VMOS, ...), par exemple les transistors de type VMOS (à grille particulière en forme de V) permettent des applications de puissance (plusieurs dizaines de watts) jusqu'à des fréquences très élevées (plusieurs milliers de mégahertz).

1.2.3 Transistor à Effet de Champ à Contact Schottky (MESFET)

1.2.3.a Structure et Description [3][6]

Dans l'état de l'art aujourd'hui, la structure du Transistor à effet de champ à contact Schottky repose sur une couche active (canal) directement implantée dans le substrat semi-isolant. Ensuite, la grille en métal réfractaire est déposée pour matérialiser le contact schottky. Puis les zones N+ sont implantées en se servant du métal comme d'un masque pour obtenir deux zones d'accès auto alignées sur la grille. La figure (1.6) présente une coupe schématique d'un MESFET. La structure présentée met en évidence les différentes couches utilisées pour sa réalisation. La couche active est généralement une couche du type N qui repose sur un substrat semi-isolant.

Les contacts de source et de drain sont des contacts ohmiques contrairement au contact Schottky de grille.

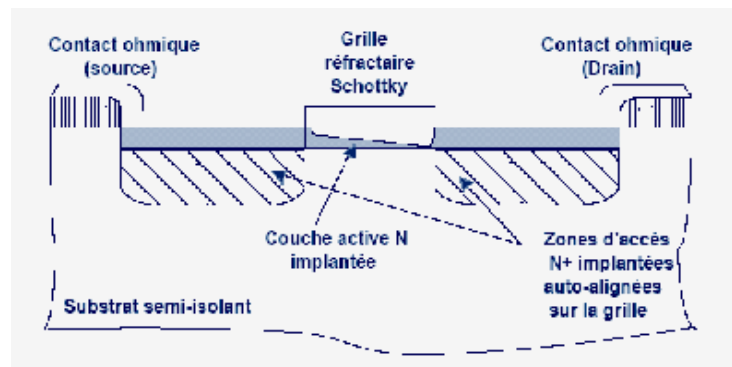


Figure 1.6 : Vue en coupe du MESFET GaAs implanté auto-aligné

1.2.3.b Principe de fonctionnement [6][13]

La base du fonctionnement d'un **MESFET** est la possibilité de moduler l'épaisseur du canal sous la grille. Le contact de grille est de type Schottky. Une couche dépeuplée d'électrons libres, appelée zone de charge d'espace (ZCE), se crée sous la grille. Aucun courant ne peut traverser cette couche. La région où le courant peut circuler est donc réduite à la fraction de la couche active non dépeuplée. En régime de fonctionnement normal le drain est polarisé positivement par rapport à la source, tandis que la grille est polarisée négativement, toujours par rapport à la source.

Le fonctionnement d'un MESFET est résumé par les étapes suivantes :

A tension de drain fixée, la polarisation négative de la grille a pour effet d'augmenter la pénétration de la zone de charge d'espace dans la couche active, diminuant ainsi le passage du courant. Lorsque la tension de grille est suffisamment négative, la ZCE vient complètement obstruer le canal, ne laissant plus passer le courant. Le transistor est alors dit « pincé » et la tension appliquée sur la grille est alors appelée tension de pincement V_p .

A tension de grille fixée, l'augmentation de la tension positive de drain crée un champ électrique dans le canal. Ce champ entraîne les électrons de la source vers la grille, établissant ainsi un courant I_{ds} (drain-source).

Avec l'accroissement de la tension de drain, la section de la zone dépeuplée (zone de charge d'espace) commence à se déformer en devenant beaucoup plus importante côté drain que côté source. Ce resserrement du canal provoque un ralentissement de la croissance du courant de drain. Arrivé à un certain stade, l'augmentation de la tension V_{ds} n'a quasiment plus aucune influence sur le courant. On nomme le courant de saturation I_{dsat} lorsque le courant de drain I_{ds} du transistor commence à rentrer dans la zone de saturation pour une tension de polarisation de grille V_{gs} nulle.

1.2.3.c Contraintes et domaines d'utilisation [13]

Le MESFET GaAs est longtemps resté le composant à effet de champ prépondérant pour l'amplification de puissance micro-onde. En effet, les propriétés de transport électronique de l'Arséniure de Gallium permettent d'obtenir des densités

de porteurs dont la vitesse moyenne dans le canal est bien supérieure à celle du Silicium. Avantage supplémentaire, le GaAs permet le dépôt de contacts ohmiques de bonne qualité par rapport à la plupart des autres composés III-V. Pour fournir une puissance élevée, le FET doit pouvoir délivrer un courant drain source I_{ds} le plus élevé possible tout en supportant des tensions V_{ds} de grande amplitude. Cependant, l'obtention d'un fort courant I_{ds} nécessite l'emploi de dopages élevés qui entraînent une dégradation de la tension de claquage. D'autre part, si l'on veut privilégier un fonctionnement à de très hautes fréquences, il convient de réduire la longueur de grille. La nécessité de garder un facteur d'aspect (le rapport entre la longueur de grille et l'épaisseur de la couche active) raisonnable contraint alors à diminuer l'épaisseur de cette couche active, ce qui se traduit par une diminution de courant drain-source.

Pour des applications de forte puissance, des MESFET utilisant des matériaux dits à grand gap présentent des caractéristiques intéressantes. Ainsi, l'utilisation du Carbure de Silicium SiC permet d'obtenir des performances élevées grâce à un champ de claquage huit fois plus élevée et une conductivité thermique trois fois plus élevée que le Silicium.

Ces propriétés permettent d'utiliser les composants avec des tensions très élevées, de plusieurs dizaines de volts et à haute température. Compte tenu de ces performances, le domaine d'utilisation privilégié de ces composants est l'amplification de très forte puissance (Objectif > 100W) pour l'émission en station de base par exemple.

1.2.4 Le Transistor HEMT

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

le pas sur ce dernier depuis le début des années 1990[14].

1.2.4.a Structure et Description :

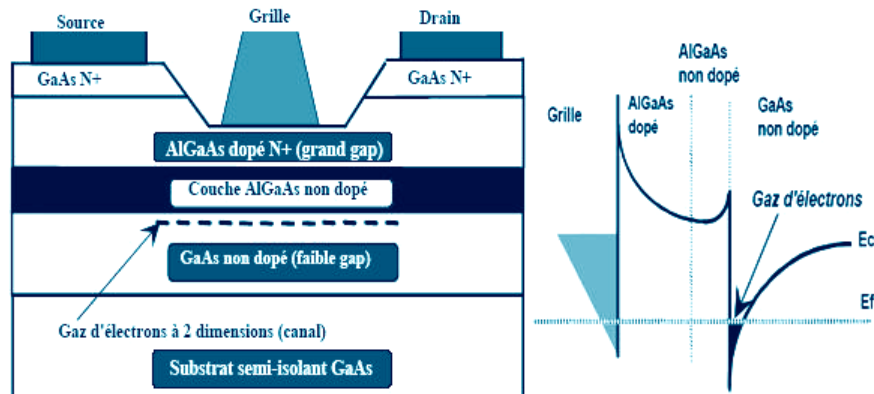


Figure 1.7 : Structure de principe d'un HEMT classique associée à son diagramme de bande d'énergie

La figure 1.7 représente la structure de couches ainsi que le diagramme de bande d'énergie d'un HEMT classique utilisant le GaAs et l'AlGaAs comme couches actives. La couche de surface utilise l'AlGaAs fortement dopé N avec un grand gap se comportant ainsi comme un isolant. En revanche, le canal, non dopé, est composé d'un matériau à faible gap (GaAs). De ce fait, des électrons libres diffusent de l'AlGaAs vers la couche GaAs laissant la zone N de grand gap dépeuplée et donc chargée positivement. Ces électrons s'accumulent à l'hétérointerface (grand gap / petit gap) formant ainsi un gaz d'électrons à deux dimensions plus ou moins profond suivant la polarisation de la tension de grille. Les propriétés de transport de ce gaz d'électrons sont considérablement supérieures à celles des électrons libres dans un MESFET classique puisque le canal se situe dans une zone non dopée à très forte mobilité. De plus, les collisions entre électrons n'ont que rarement lieu en raison de défauts peu nombreux. Pour ces différentes raisons, le HEMT est un dispositif à très fort gain et à très faible bruit HF.

1.2.4.b Principe de fonctionnement

La structure des couches des HEMT est réalisée de façon à séparer physiquement les électrons libres dans le canal des donneurs ionisés, ceci afin d'augmenter la mobilité des électrons par la réduction de la répartition des impuretés ionisées. Ainsi la différence essentielle entre les MESFET et les HEMT se situe au niveau du principe même du contrôle du courant dans le canal. Alors que dans le cas du MESFET,

l'électrode de grille contrôle la section du canal disponible pour la conduction, dans le cas du HEMT, elle contrôle la densité d'un gaz d'électrons libres dans une zone non dopée située sous l'hétéro-interface qui constitue le canal du transistor. Le gaz d'électrons étant créé, il est possible de contrôler la densité de porteurs dans le canal par l'intermédiaire de la tension appliquée sur la grille. La figure I-10 présente les diagrammes de bande de la zone située sous la grille en fonction de la polarisation de grille appliquée. Lorsque la tension V_{gs} augmente, le puits de potentiel devient de plus en plus profond, permettant à un nombre plus grand d'électrons de diffuser dans le GaAs. Comme pour le MESFET,

La tension V_{ds} crée un champ électrique dans le canal qui entraîne les électrons de la source vers le drain, formant ainsi un courant I_{ds} (drain-source). Pour des tensions de grille suffisamment négatives, la densité de porteurs dans le canal devient négligeable et aucun courant significatif ne circule dans le canal. Le HEMT est alors pincé. L'évolution du courant de drain en fonction de la tension de drain et pour différentes valeurs de la tension de grille est sensiblement la même que pour le MESFET. De plus, un effet de saturation de courant intervient également pour le HEMT. Il provient de la limite de vitesse des électrons.

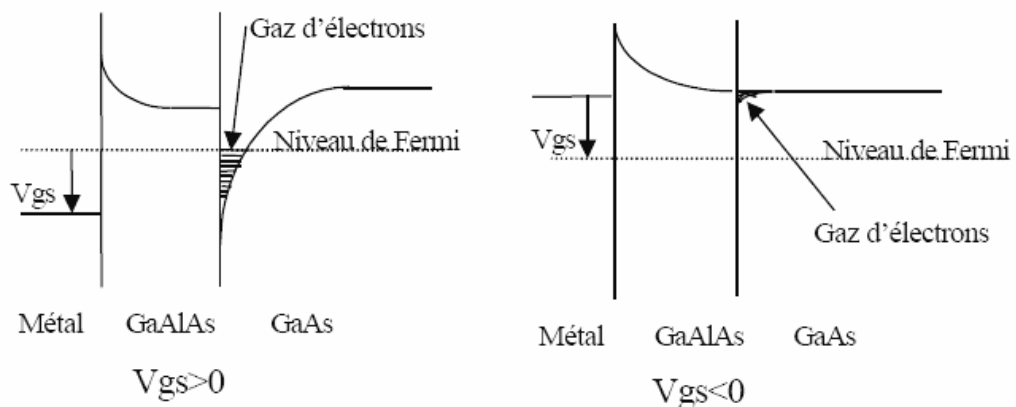


Figure 1.8: Influence de la polarisation de grille sur le diagramme de bande.

1.2.4.c Contraintes et domaines d'utilisation

Si le HEMT a permis des utilisations en fréquence bien plus hautes que celles du MESFET, sa limite fréquentielle est de l'ordre de 60-70 GHz. Cette limite est principalement due aux propriétés de transport du matériau intrinsèque, c'est-à-dire l'Arséniure de Gallium. De plus le HEMT génère un bruit basse fréquence élevé. Il est le composant privilégié pour des applications de puissance hautes fréquences ainsi que pour des applications à faible bruit telles que les circuits de pré-amplification des

satellites ou encore les oscillateurs. En conséquence pour satisfaire aux besoins sans cesse croissants de montée en fréquence, l'idée de base a été de remplacer le GaAs du canal par un autre matériau à faible gap autorisant une vitesse V_s à fort champ électrique la plus élevée possible : l'InGaAs. Les récents progrès technologiques en matière d'épitaxie ont donc donné naissance à un nouveau type de transistor à hétérojonction : le HEMT pseudo-morphique (PHEMT) [3].

1.3 Conclusion

Après avoir rappelé la structure physique et le principe de fonctionnement des différents transistors à effet de champ (JFET, MOSFET, MESFET et des HEMT), et à travers une analyse de leurs performances pour des applications hautes fréquences et hautes puissance, nous nous sommes particulièrement intéressés au MESFET GaAs qui est longtemps resté le composant à effet de champ prépondérant pour l'amplification de puissance micro-onde [15]. En effet, les propriétés de transport électronique de l'Arséniure de Gallium permettent d'obtenir des densités de porteurs dont la vitesse moyenne dans le canal est bien supérieure à celle du Silicium. Ceci va permettre de réduire le temps de transit dans la grille ainsi que dans les résistances de contact. Avantage supplémentaire, le GaAs permet le dépôt de contacts ohmiques de bonne qualité par rapport à la plupart des autres composés III-V. Ceci indique que pour des composants tels que les MESFET, les performances fréquentielles seront supérieures à celles des composants réalisés sur silicium.

Chapitre II

Les Transistors MESFET GaAs

Chapitre II

État de l'Art sur les Transistors MESFET GaAs

II.1 Introduction

Les transistors MESFETs en GaAs sont des composants très importants dans la réalisation des circuits intégrés grâce à ces caractéristiques. Dans ce chapitre on va présenter un état de l'art sur le matériau Arséniure de Gallium (GaAs) ces caractéristiques morphologique, électriques et physiques, les méthodes de préparation des différentes couches (substrat et canal), en suite une description détaillée sur les MESFETs fabriqués à base de GaAs.

II.2 L'Arséniure de Gallium (GaAs)

II.2.1 Structure cristalline d'Arséniure de Gallium (GaAs)

L'arséniure de gallium (GaAs) est un composé de la famille III-V. Il cristallise dans la structure du Zinc Blende Figure II.1 [16]. son réseau cristallin peut se décomposer en deux sous-réseaux cubiques à faces centrées interpénétrés, l'un étant constitué des atomes de l'élément du groupe III (Ga), l'autre des atomes de l'élément du groupe V(As) ; Ces deux sous-réseaux sont décalés l'un par rapport à l'autre du quart de la diagonale principale, c'est-à-dire d'une quantité de $a_0/4 (1, 1, 1)$, a_0 étant le paramètre cristallin, où chaque atome se trouve donc au centre d'un tétraèdre régulier dont les sommets sont occupés par un atome de l'autre espèce.

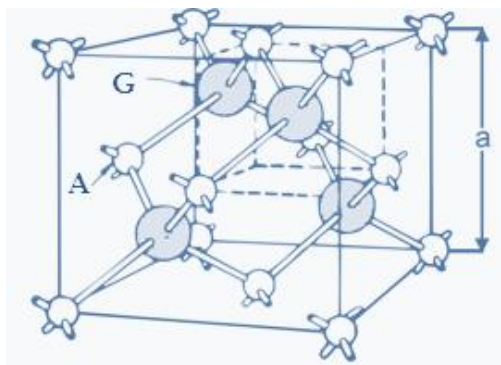


Figure II.1 : Structure Cristalline du GaAs

II.2.2 Propriétés électriques et physiques du GaAs

Les propriétés physiques et électriques de l'arséniure de gallium à la température ambiante (300K°) sont regroupées dans le tableau suivant [17]:

Propriétés du GaAs à 300K°	Valeur	
Structure cristalline	Zinc blinde	
Poids atomique	144,63	g/mole
Structure de la bande interdit	Directe	
Largeur de bande interdit	$E_g = 1,424$	eV
Permittivité	11,6	pF/cm
Conductivité thermique	0.45	w/cm.k
Mobilité des électrons	8500	$\text{cm}^2.\text{v}^{-1}.\text{s}^{-1}$
Mobilité des trous	400	$\text{cm}^2.\text{v}^{-1}.\text{s}^{-1}$
Vitesse maximal des électrons	$2 \cdot 10^7$	$\text{cm}.\text{s}^{-1}$
Champ électrique de saturation	10	k.v/cm

Tableau II.1 caractéristiques du GaAs

II.2.3 Avantages et inconvénients du GaAs

Même si le silicium reste le matériau de base le plus largement utilisé dans le secteur des semi-conducteurs, on constate l'émergence rapide de nouveaux marchés demandant des matériaux spécifiques. Le besoin de nouveaux composants pour les hyperfréquences, la logique rapide, l'optoélectronique a poussé le développement des matériaux III-V dont les propriétés de transport électronique et les propriétés optiques ne sont pas accessibles au silicium.

Le GaAs, dont les avantages par rapport au silicium résident en particulier dans la possibilité d'obtenir un matériau semi isolant et aussi dans une mobilité électronique plus élevée (sept fois plus grande que celle du silicium). Ces deux dernières propriétés étant favorables à un fonctionnement à fréquence élevée [18]. Ces caractéristiques ont rendu ce matériau très prometteur pour répondre aux nouvelles exigences dans les domaines des hautes fréquences et de l'optoélectronique.

Dans le domaine des composants optoélectroniques, on utilise surtout les propriétés de sa structure de bande (gap direct) et celles de ses composés ternaires et quaternaires (GaAlAs, GaAsP, GaInAs et GaInAsP). Ainsi, le développement de la technologie de fibres optiques à faible perte et la maîtrise de l'élaboration de GaAs ont abouti à la réalisation d'ensembles de télécommunications optiques utilisant des émetteurs lasers à semi-conducteur GaAs et GaAlAs [19].

Un autre atout très important de ce matériau est la possibilité de l'obtenir sous forme semi-isolant ; cet état de résistivité élevée est particulièrement favorable pour le développement d'une véritable technologie planaire de circuits intégrés sur GaAs. Aussi la largeur de sa bande interdite relativement importante qui autorise un fonctionnement à haute température.

L'inconvénient majeur du GaAs est son coût élevé. Par exemple, les circuits intégrés en arséniure de gallium sont beaucoup plus cher : le matériau ne s'obtient qu'en plaquettes de 3 à 4 pouces de diamètre (de 7,5 à 10 cm) au maximum, ce qui limite le nombre de circuits intégrés fabriqués ; sa physicochimie se prête moins bien que le silicium aux associations de matériaux (semi-conducteurs, isolants, métaux) requis par les circuits intégrés, ce qui rend les méthodes de fabrication plus délicates et les rendements de fabrication plus faibles. Ces handicaps limitent l'arséniure de gallium aux utilisations où il est indispensable, à savoir lorsque l'on veut des circuits fonctionnant à des fréquences supérieures à 1 gigahertz [20].

II.3 Préparation de l'GaAs

II.3.1 Préparation de Substrat

Plusieurs techniques sont employées pour fabriquer de substrat, parmi ces techniques en situer la technique de liquide encapsulation de vczochralski (LEC) et la technique horizontale de Bridgman (HB) [21].

II.3.1.1 La technique de Czochralski Encapsulation Liquide (LEC)

Le Gallium est un métal liquide à 30°C ; il réagit avec la vapeur d'Arséniure à 1240°C pour extraire l'Arséniure de Gallium fondu, il est refroidi lentement puis purifié. Lors de ce traitement, il est particulièrement instable. L'Arséniure a la tendance de s'évaporer, donc il faut opérer sous pression pour maintenir l'équilibre des deux

éléments. L'Arséniure de Gallium fondu est couvert d'une couche de B_2O_3 pour éviter l'évaporation de l'Arséniure, le germe résulte est mise en rotation au bout d'un creuset. Le matériau liquide se solidifier dans un état ordonné orienté par le germe [22] [23].

II.3.1.2 La Technique Horizontal de Bridgman (HB) : [24] [25]

Dans cette technique ; une nacelle contenant le Ga (source de Ga) est placée au bout d'un tube en quartz scellé et l'As solide (source d'As) a l'autre bout.

Le Ga est maintenu à une température juste au dessus de celle de fusion ($1240^\circ C$) et l'As autour de ($615^\circ C$) ou la pression de vapeur d'As est 1 atmosphère. L'As est transporté par diffusion de la région source vers le Ga liquide ; qui devient éventuellement un liquide de GaAs et comme la pression de vapeur de As au-dessus du GaAs liquide à ($1240^\circ C$) est aussi à 1 atmosphère ; une presque parfaite stoechiométrie est atteinte. La croissance du monocristal GaAs est réaliser en introduisant dans un four à gradient de température (température décroissant suivant x) la nacelle contenant le germe et le GaAs fondu. La nacelle est déplacée de la section la plus chaude du four à la section la plus froid. En suite elle est retirée lentement à une vitesse constante et la solidification du monocristal choisit l'état ordonné avec la même orientation que celle du germe.

II.3.2 Préparation des Couches Actives

La couche active est une couche conductrice mince de l'GaAs de grande pureté, dopée avec des impuretés de type donneur, en général uniforme développé sur un substrat semi-isolant. Elle existe deux techniques de préparation de ces couches actives.

II.3.2.1 Techniques Epitaxiales

L'épitaxie est une étape technologique consistant à faire croître du cristal sur du cristal. Etymologiquement, "épi" signifie "sur" et "taxis", "arrangement". On utilise le substrat comme germe cristallin de croissance et on fait croître la couche par un apport d'éléments constituant la nouvelle couche. La couche épitaxie peut être dopée ou non dopée. Elle existe deux types principaux de cette technique [24] :

II.3.2.2 Technique Epitaxiale en Phase Vapeur

Cette technique consiste à faire croître le cristal à partir de sources de gaz contenant les éléments dopants. Dans le réacteur, les gaz se dissocient pour fournir

par exemple le silicium qui se dépose à la surface des plaquettes. Pour assurer une bonne croissance ces dernières sont chauffées. Suivant la température de croissance, les réactions sont très différentes et elles peuvent même conduire à des effets négatifs. Il faudra donc aussi contrôler les équilibres chimiques par injections de gaz résultant de la décomposition de la source [25].

II.3.2.3 Technique Epitaxiale en Phase Liquide

Cette technique consiste à faire croître le cristal par la mise en contact du substrat avec une source liquide. C'est le même principe que le tirage d'un lingot par la méthode Czochralski. Il faut bien contrôler les échanges thermiques pour éviter de liquéfier le cristal existant. Cette méthode présente l'avantage d'être très rapide, la vitesse de croissance peut être de l'ordre du micron par minute [26].

II.4 Le Transistor MESFET GaAs [27]

Dans cette section, une présentation détaillée du principe de fonction du transistor MESFET Ga As est donnée. La Structure idéalisée de MESFET GaAs en 3D est illustrée sur la figure II.2.

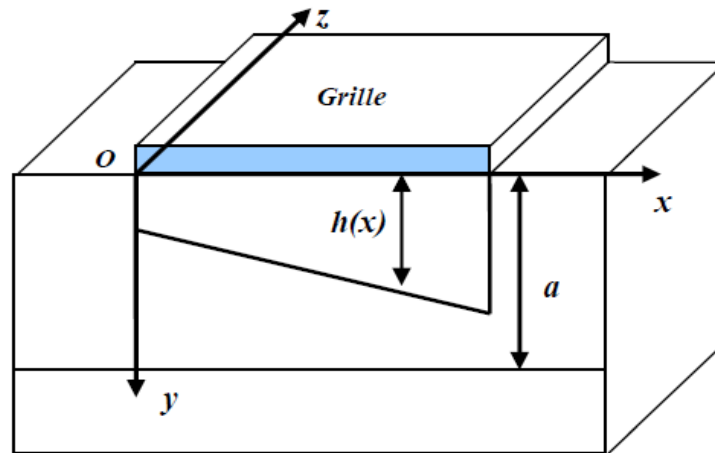


Figure II.2 : Structure idéalisée de MESFET GaAs en 3D.

II.4.1 Types des MESFETs en GaAs

II.4.1.1 MESFET à canal long

Les MESFETs fabriqués par l'utilisation de la condition $L_g > a$, sont appelés des composants à canal long (Long channel devices). Le modèle qui permet la description du comportement de ces composants est appelé le modèle de canal long. Il est présenté en 1951 par Shockley. La figure II.3 présente un transistor MESFET GaAs. Dans cette figure L_g

est la longueur du canal, h est la largeur d'épuisement (déplétion), $V(x)$ est la tension de chute au-dessous de la porte, a est l'épaisseur de la couche supérieure, W_d et W_s représentent respectivement les largeurs d'épuisement au drain et à la source. $A(x)$ est l'hauteur du canal définie par:

$$A(x) = a - h(x) \quad (\text{II.1})$$

$A(x)$ est en fonction de x car le flux des électrons est de la source vers drain.

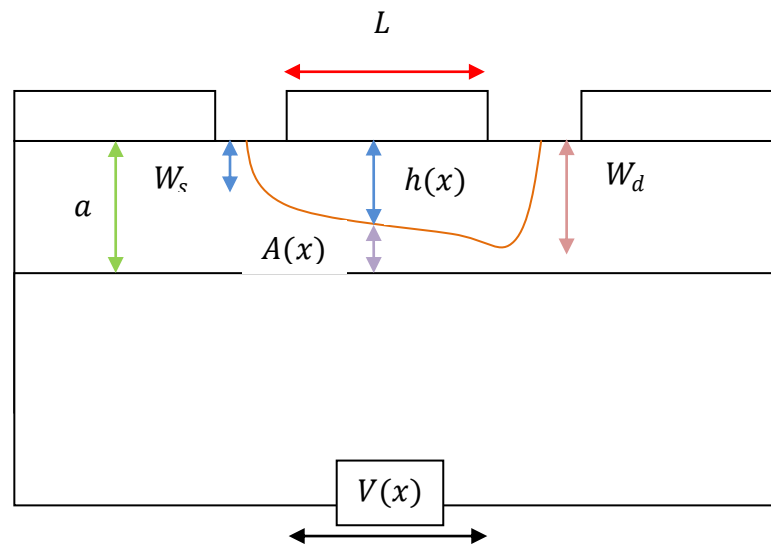


Figure II.3 : Transistor MESFET GaAs en 2D

Elle donne l'augmentation de la chute de tension $V(x)$ le long du canal qui varie de zéro au niveau de l'extrémité de la source jusqu'à V_{ds} au drain du composant. La différence du potentiel entre la porte et le canal à n'importe quelle point x est donnée par :

$$V = \phi_b - V_{gs} + V(x) \quad (\text{II.2})$$

Ici ϕ_b est l'hauteur de la barrière de Schottky. Dans le but de calculer la largeur de la couche d'épuisement formée par la barrière de Schottky, on suppose que la Junction est abrupt et tous les atomes donneurs (N_d) sont ionisés [Zeghbrouck-2004]. Sous ces conditions l'équation de poisson à deux dimensions (2-D) est donnée par [Zeghbrouck-2004] :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = -q \frac{N_d}{\epsilon_s} \quad (\text{II. 3})$$

Si on considère aussi que la variation du potentiel le long du canal est négligeable par rapport au champ de la direction y. L'équation (II.3) peut être modifiée à :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = -\frac{\partial E}{\partial y} = -q \frac{N_d}{\epsilon_s} \quad (\text{II. 4})$$

Par la résolution de l'équation (II.4) on peut évaluer le potentiel associé avec la région d'épuisement sous les conditions aux limites du composant [Sze-1981]

$$V = \frac{qN_d}{2\epsilon_s} h^2(x) \quad (\text{II. 5})$$

Lorsque V_{gs} et V_{ds} sont les deux différent de zéro, N_d est non-uniforme en fonction de x. En utilisant les équations (II.1) et (II.4) on peut écrire :

$$h(x) = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_d} [\phi_b - V_{gs} + V(x)]} \quad (\text{II.6})$$

La largeur d'épuisement W_d et W_s peuvent être déterminé en utilisant les égalités:
 $V(x) = V_{ds}$ (au drain) et $V(x) = 0$ (à la source). Donc :

$$W_d = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_d} [\phi_b - V_{sg} + V_{ds}]} \quad (\text{II.7})$$

$$W_s = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_d} [\phi_b - V_{gs}]} \quad (\text{II. 8})$$

Par l'augmentation de magnitude du potentiel appliqué, la valeur de $A(x)$ démunie vers le zéro. La tension à certain $A(x) = 0$ est appelée tension de seuil V_T . Elle est donnée par

$$V_T = q \frac{N_d}{2\epsilon_s} a^2 - \phi_b \quad (\text{II.9})$$

Si la mobilité des porteurs libre dans la direction x est donnée par μ , et si on suppose que Z, est la largeur du composant. Le courant augmenté du canal est :

$$I_{ds} dx = qN_d u A(x) Z dV \quad (\text{II.10})$$

Après intégration de l'équation (II.10) sur la longueur canal on obtient :

$$I_{ds} = I_p \left[\frac{V_{ds}}{V_T} - \frac{2}{3} \left(\frac{\phi_b - V_{gs} + V_{ds}}{V_T} \right)^{3/2} + \frac{2}{3} \left(\frac{\phi_b - V_{gs}}{V_T} \right)^{3/2} \right] \quad (\text{II.11})$$

où I_p est le courant de saturation donné par :

$$I_p = \frac{q^2 N_d^2 u Z h^3}{2 \epsilon_s L_g} \quad (\text{II.12})$$

Lorsque le courant de saturation est constant (non nul) $V_{ds} \geq V_{sat}$ and $V_{gs} \neq V_T$, puisque à $V_{ds} \geq V_{sat}$, et $V_{gs} = V_T$ ces magnitude tend vers zéro.

L'équation (II.11) présente un model le long de canal qui est connu comme modèle de shockley. L'équation présente les caractéristiques linéaires $I - V$ du transistor MESFET. Dans cette région $V_{ds} \ll V_{gs}$, par l'application d'une approximation Binomiale, l'équation (II.11) devienne:

$$I_{ds} = \frac{I_p}{V_T} \left[1 - \sqrt{\frac{\phi_b - V_{gs}}{V_T}} \right] V_{ds} \quad (\text{II.13})$$

L'expression ci-dessus démontre la variation linéaire de I_{ds} en fonction V_{ds} . Pour les composants à canal long et sous des conditions idéales [Ladbooke-1989 and Ahmed-1998].

$$V_T = \phi_b - V_{gs} + V_{ds} \quad (\text{II.14})$$

Remplaçant cette condition dans l'équation (II.11), la valeur correspond de I_{ds} est:

$$I_{ds(sat)} = I_p \left[\frac{1}{3} - \left(\frac{\phi_b - V_{gs}}{V_T} \right) + \frac{3}{2} \left(\frac{\phi_b - V_{gs}}{V_T} \right)^{3/2} \right] \quad (II.15)$$

Cela représente des caractéristiques du modèle de canal longue d'un MESFET qui fonctionne dans la région de saturation. La combinaison de l'équation (II.11) et (II.15) sous la condition respective génère une famille de caractéristiques dans la région linéaire et aussi la région de saturation de conformément à la figure II.4.

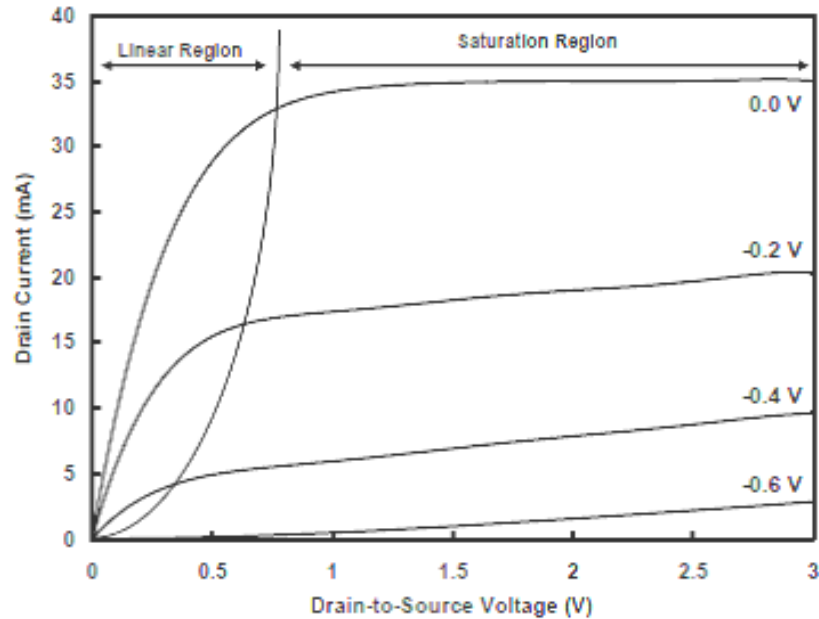


Figure II.4 : Caractéristiques typiques d'un transistor MESFET GaAs

II.4.1.2 MESFET à canal court

Les composants de longueur $L_g < a$ sont appelés composants à canal court. Le modèle de caractérisation courant/tension de ces composants est le modèle à canal court [Liechti-1976 and Ladbrooke-1991]. Selon le modèle de Shockley, le courant de saturation pour les FETs à canal long se produit lorsque le canal est pincé-off sur la côté de drain, alors que dans MESFET micro-ondes, il est dû à la vitesse de saturation [Shur-1987]. L'importance de la dépendance du champ de la mobilité des électrons pour la compréhension du courant de saturation dans les FET a été mentionnée en premier lieu par Das et Ross [Das-1955]. Ce concept a été développé pour de nombreux modèles théoriques qui sont utilisés pour décrire les caractéristiques FET et à interpréter les résultats expérimentaux [Wada-1979, Bonjour-1980, Shur-1982, et Ladbrooke-1989]. Comme le montre la figure II.7 la largeur du canal active disponible pour le flux de courant est donné par

$$A(x) = a \left[1 - \sqrt{\frac{\phi_b - V_{gs} + V(x)}{V_T}} \right] \quad (\text{II.17})$$

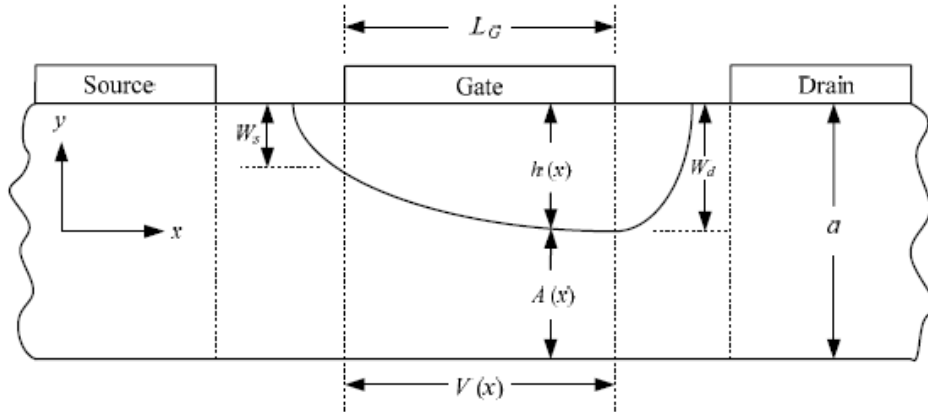


Figure II.5 : Section transversal du canal d'un transistor MESFET GaAs

En supposant que le champ électrique dirigé vers x , E_x est uniforme le long du canal l'augmentation de V_{ds} de zéro jusqu'à la valeur E_x augmente également la vitesse saturation de champ électrique. Le courant de saturation pour les MESFET GaAs est donnée par

$$I_{ds(sat)} = qN_d v_s (a - d)Z = qN_d v_s A(x)Z \quad (\text{II.18})$$

En combinant les équations (II.17) et (II.18), on obtient

$$I_{ds(sat)} = qN_d v_s Z a \left[1 - \sqrt{\frac{\phi_b - V_{gs} + V(x)}{V_T}} \right] \quad (\text{II.19})$$

Où

$$V(x) \approx E_s L_G \quad (\text{II.20})$$

Une valeur typique de $V(x)$ où la saturation se produit à 0,4 V [Ladbrooke-1989]. Ainsi, en indiquant le courant de saturation à cause du mécanisme de de vitesse saturation dans les FETs micro-ondes. Dans la région de saturation g_m d'un dispositif à canal court est donné par

$$g_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \Big|_{v_{ds}=const} = \frac{\epsilon_s v_s Z}{h} \quad (\text{II.21})$$

Et la région de saturation g_d est également définie comme

$$g_d = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{v_{gs}=\text{const}} = -\frac{\epsilon_s v_s Z}{h} \quad (\text{II. 22})$$

En traçant $I_{ds(sat)}$ en fonction de V_{ds} avec V_{gs} comme un paramètre, on obtient un ensemble de lignes droites parallèle à l'axe x . L'extension des lignes à l'origine, en tenant compte de la transition en douceur, génère des caractéristiques comme le montre la figure II.4.

Il est un fait expérimental que les grandeurs de I_{ds} après le début de la saturation ne reste pas constant, mais il croît lentement avec V_{ds} .

II.5 Les phénomènes de pièges

Les phénomènes de pièges dans les composants semi-conducteurs correspondent à l'existence d'états énergétiques pouvant être occupés par des porteurs dans la bande interdite du matériau. Ces niveaux d'énergie sont majoritairement dus à la présence d'impuretés et de défauts cristallins dans les interfaces. Ils sont capturés ou libérés des électrons qui participent au courant dans le canal. Ces effets de pièges peuvent être regroupés en trois catégories [28], [29], [30], [31]:

- _ Le Gate-lag
- _ Le Self-backgating
- _ Le Backgating

II.5.1 Phénomène de Gate-Lag

Les pièges de surface sont à l'origine de ce phénomène. Ils apparaissent lorsque la commande de grille passe d'un état de pincement à un état de conduction, ce qui se traduit par des états transitoires sur le courant de drain. La durée de ces états est de 1ns jusqu'à quelques secondes.

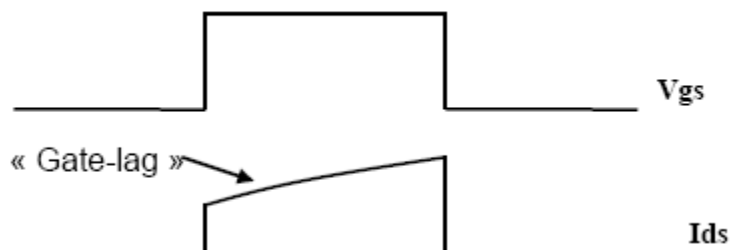


Figure II.6 : Phénomène de Gate-Lag

II.5.2 Phénomène de Self-Backgating

La cause principale du Self-Backgating est due au comportement non idéal du substrat Semi-isolant qui contient des impuretés. Ces impuretés génèrent des états énergétiques pouvant être occupés par des porteurs dans la bande interdite du matériau. Ils sont alors capables de capturer et réémettre les électrons qui participent au courant dans le canal. Le principal effet du Self-Backgating se traduit par la réponse transitoire du courant de sortie « I_{ds} ».

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

Toutefois, une brusque augmentation du champ électrique entre le drain et la source provoque l'état transitoire. En effet, des électrons sont injectés du canal dans le substrat où ils sont rapidement piégés dans des zones ionisées. Ces pièges deviennent électriquement neutres et le substrat au voisinage du canal est alors chargé plus négativement. Ce phénomène est représenté sur la figure II-7.

A ce moment là, une charge positive apparaît à l'interface canal/substrat, assurant ainsi l'équilibre des charges. Le potentiel de substrat agit comme une grille arrière du canal qui diminue. Par conséquent le courant de drain I_{ds} diminue jusqu'à atteindre l'état permanent. Le Self-Backgating est caractérisé par la naissance d'un potentiel spontané du substrat semi-isolant qui se traduit par une jonction canal/substrat difficile à contrôler. Lorsque la tension de drain chute brutalement, les pièges commencent à émettre les électrons. La charge d'espace canal/substrat diminue lentement, ce qui augmente l'épaisseur du canal figure II-8. Le courant de drain « I_{ds} » augmente au rythme du processus d'émission des charges dans le canal jusqu'à atteindre son état permanent. Les effets de pièges sont également très sensibles à l'illumination du matériau. Lorsque le composant est placé dans l'obscurité, les phénomènes de pièges sont plus importants (augmentation du temps d'émission).

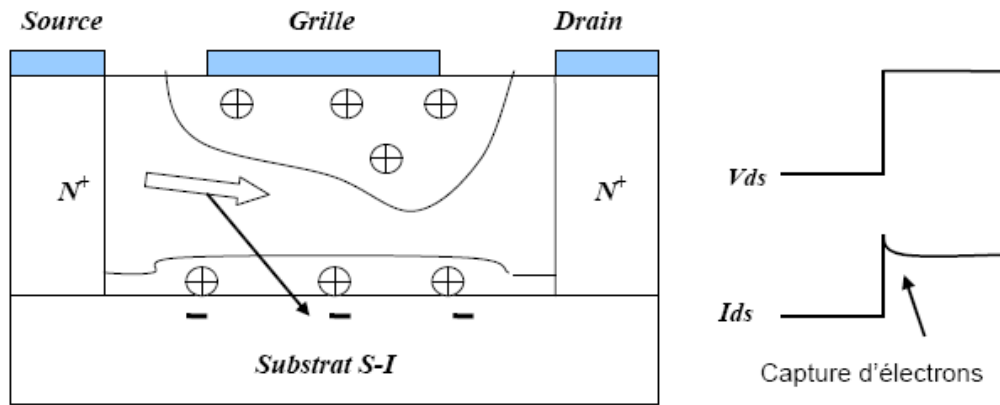


Figure II.7 : Influence de la capture des électrons dans des pièges de substrat sur le courant de sortie

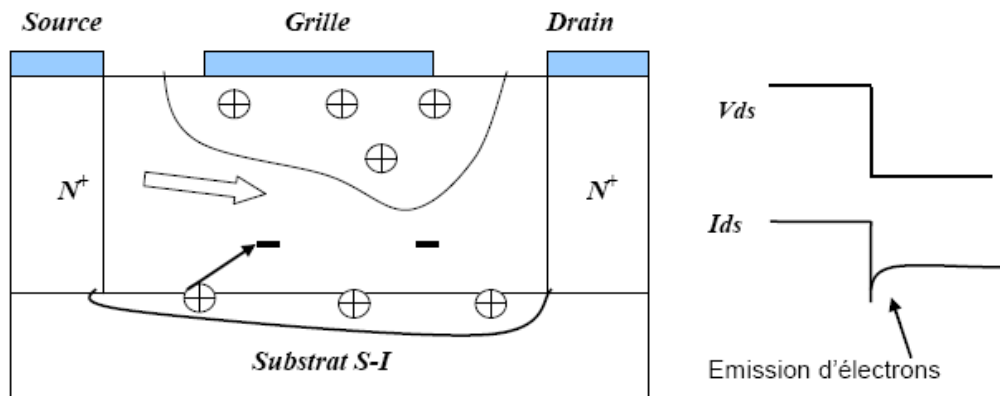


Figure II.8: Influence de l'émission des électrons dans le canal sur le courant de sortie

II.5.3 Phénomène de Backgating

Le Backgating (effet de substrat) est le phénomène de réduction du courant des composantes par une tension négative appliquée au substrat. Cet effet est lié aux pièges profonds dans le substrat ou à l'interface canal substrat [32].

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié les caractéristiques électriques du transistor MESFET en GaAs (caractéristiques statiques), et les effets indésirables qui provoquent le bon fonctionnement (les pièges).

Chapitre III

Simulateur Atlas-Silvaco

Chapitre III

Simulateur Atlas-Silvaco

3.1 Introduction

Les transistors à effet de champ sont des composants d'importance majeure dans les différents domaines de l'électronique et ses dérivées. Afin de prévoir les performances de ces composants avant leur fabrication; on a toujours besoin des outils informatiques capables de simuler.

Les simulateurs TCAD (Technology Computer-Aided Design) permettent la modélisation du comportement électrique d'un composant électronique, dans le but d'économiser le temps et le coût de développement, et ainsi de pouvoir envisager et optimiser des solutions pour améliorer les performances des dispositifs. Les simulateurs existants sur le marché (ISE, SYNOPSIS, SILVACO,...) ont le même principe de fonctionnement [33]. Dans ce travail, nous avons utilisé le simulateur TCAD-SILVACO (ATLAS) pour étudier les performances des transistors MESFETs GaAs en absence et en présence des pièges profonds

Dans ce chapitre, nous présenterons le logiciel de simulation TCAD-SILVACO (ATLAS), son principe de fonctionnement et son module de simulation pour le comportement électrique des composants. Ensuite, nous présentons une description des différentes étapes de simulation.

3.2 Présentation du logiciel ATLAS-SILVACO

ATLAS SILVACO (Atlas Silicon Valley Corporation) est un environnement qui permet de concevoir et prévoir les performances des dispositifs à semi-conducteur. Cet outil sert à la modélisation des dispositifs à semi-conducteurs avant leur fabrication, beaucoup de projets de recherches ont été développés grâce à ATLAS SILVACO.

L'ATLAS-SILVACO inclut de nouveaux modèles physiques qui emploient des méthodes et des algorithmes numériques efficaces, de nouvelles techniques de maillage, l'optimisation des solutions linéaires, etc. tout en permettant d'obtenir des résultats de simulation très proches de ceux de la pratique. L'avantage majeur de ce type de simulateurs est qu'il donne la possibilité de visualiser des phénomènes physiques difficilement accessible et donc observables [33-34]. Les modules de ATLAS-SILVACO peuvent être utilisés pour La simulation électrique des dispositifs tels que, les Diodes, les MOSFET, MESFET, les transistors bipolaires.....etc.

3.2.1 Aperçu sur ATLAS-SILVACO

L'ATLAS-SILVACO est un logiciel qui admet un grand entourage des entrées et des sorties, on représente cet entourage dans la figure 3.1 et on prend en compte que l'environnement d'exécution (DeckBuild) reçoit les fichiers d'entrée, dans lesquels ATLAS-SILVACO a été appelé à exécuter le code, et (TonyPlot) a été utilisé pour afficher et visualiser la sortie (résultats) de la simulation [35].

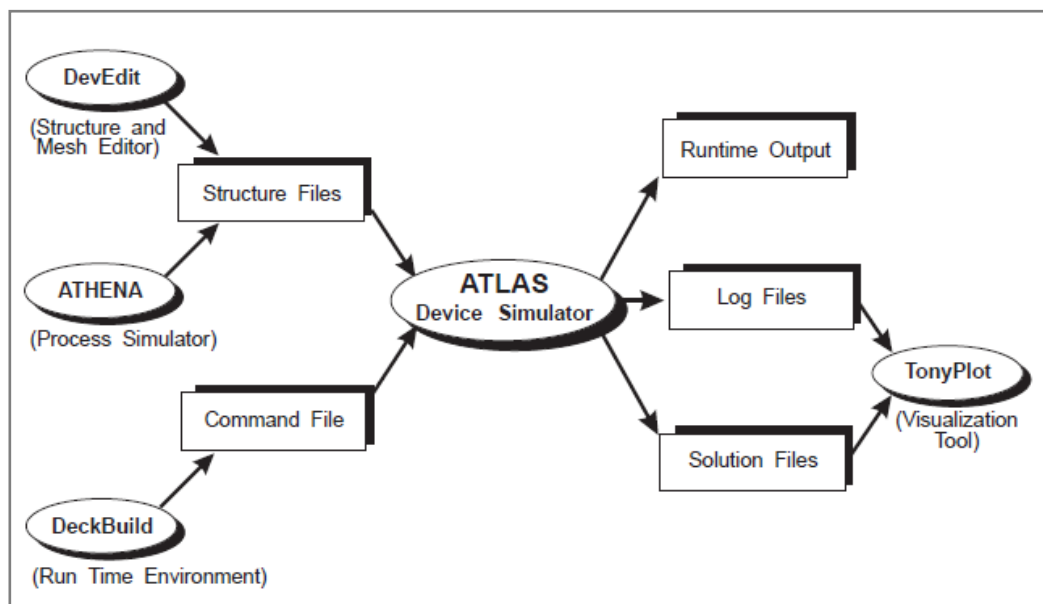


Figure 3.1 : Entrées et sorties du logiciel ATLAS.

3.2.2 Structure de Fichier d'entrée

ATLAS-SILVACO reçoit les fichiers d'entrée à travers (DeckBuild). Le code écrit dans le fichier d'entrée appelé (Atlas) pour fonctionner avec la commande suivante:

Go Atlas : Suite à cette commande, le fichier d'entrée doit suivre un modèle.

Les groupes de commandes sont indiqués sur la Figure 3.2[33] [35].

<i>Group</i>		<i>Statements</i>
1. Structure Specification	—————	MESH REGION ELECTRODE DOPING
2. Material Models Specification	—————	MATERIAL MODELS CONTACT INTERFACE
3. Numerical Method Selection	—————	METHOD
4. Solution Specification	—————	LOG SOLVE LOAD SAVE
5. Results Analysis	—————	EXTRACT TONYPLOT

Figure 3.2 : Groupes de commandes.

3.3 Différents étapes de simulation [35]

La simulation d'un dispositif semi-conducteur selon ATLAS-SILVACO est fait sous les étapes suivantes :

3.3.1 Spécification de la Structure étudiée

La spécification de la structure est effectuée en définissant le maillage, les régions, les électrodes et le niveau de dopage.

3.3.1.a Spécification de Maillage

Le maillage est une série de lignes horizontales et verticales. Dans notre étude, le maillage utilisé est à deux dimensions. Par conséquent, seuls les paramètres x et y sont définis. La Figure 3.3 montre le maillage de notre structure.

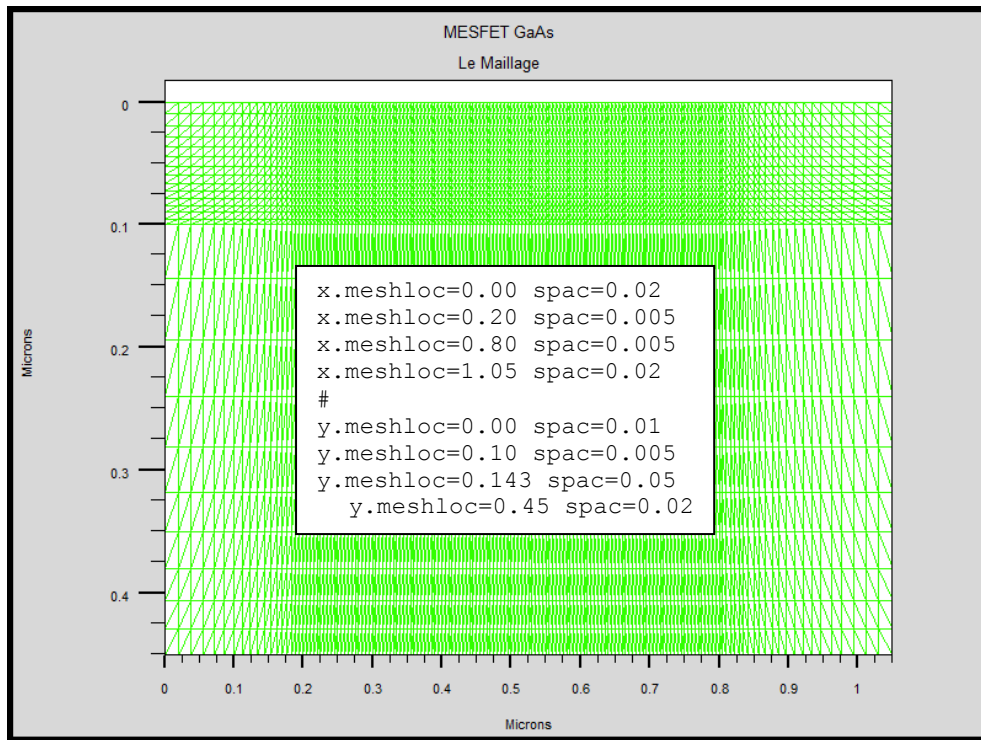


Figure 3.3 : Maillage à deux dimensions (x,y)

Le format général de définition de maillage est:

meshx.location = <valeur> espacement = <valeur>

meshy.location = <valeur> espacement = <valeur>

Par exemple, si x.mesh départ à 0 microns avec un espacement de 0.02 microns, cela signifie qu'il est relativement épais. x.mesh devient plus fin entre 0.20 et 0.80 microns avec un espacement de 0.005microns.

La précision de la simulation dépend de l'état de la maille. Donc un maillage épais produit une rapide simulation, mais les résultats sont moins précis. Tandis qu'un maillage fin produit un ralentissement de la simulation, mais des résultats plus précis. Alors le maillage fin est plus intéressant de point de vue résultat dans la simulation.

3.3.1.b Spécification des Régions et Matériaux

Après avoir défini le maillage, il est nécessaire de définir les régions. Le format de définition des régions est le suivant:

region nombre = <integer><material_type>< position des paramètres >

La Figure 3.4 montre les régions du maillage. Il ya dix régions, les limites de chaque région sont explicitement identifiés dans les axes x et y.

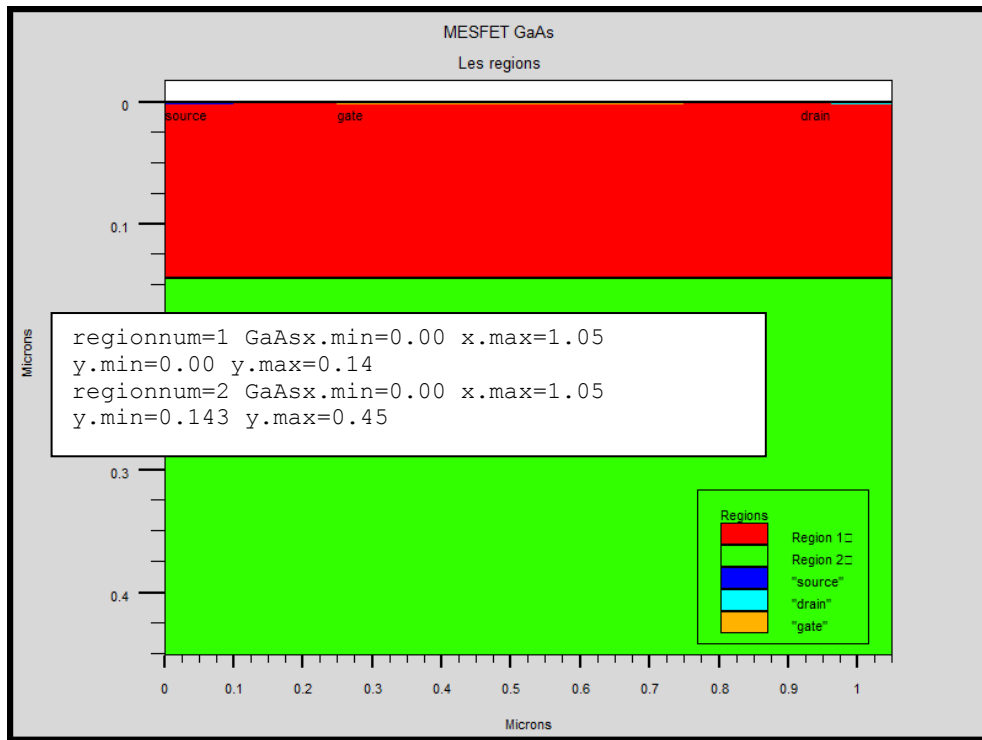


Figure 3.4 :Définition des régions.

La Figure 3.5, montre la façon de définition des matériaux pour chaque région. Notons que le code de couleur indique la matière. Les régions ont des lignes verticales et horizontales pour marquer leurs limites. Cette figure représente deux régions contenant le matériau GaAs.

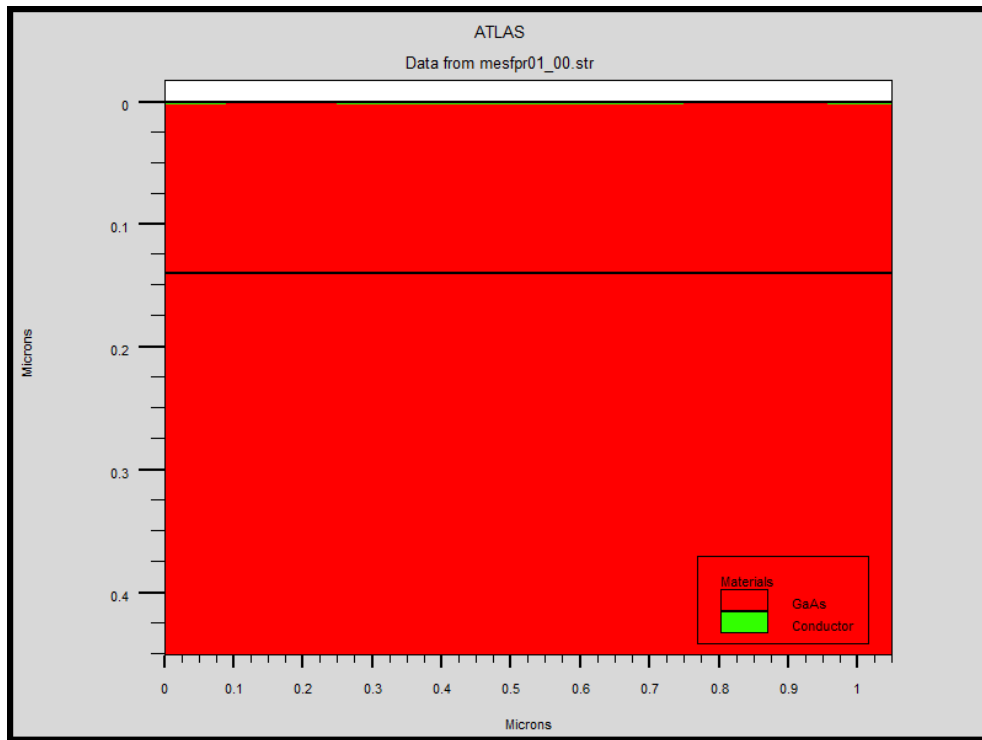


Figure 3.5 : définition des matériaux

3.3.1.c Spécification des électrodes

ATLAS a une limite de 50 électrodes qui peuvent être définies. Le format de définition d'électrodes est comme suit:

Electrode nombre = <integer>name = < nom de l'électrode >< position des paramètres >

La Figure 3.6 montre la position de l'anode et la cathode par des valeurs de x et de y.

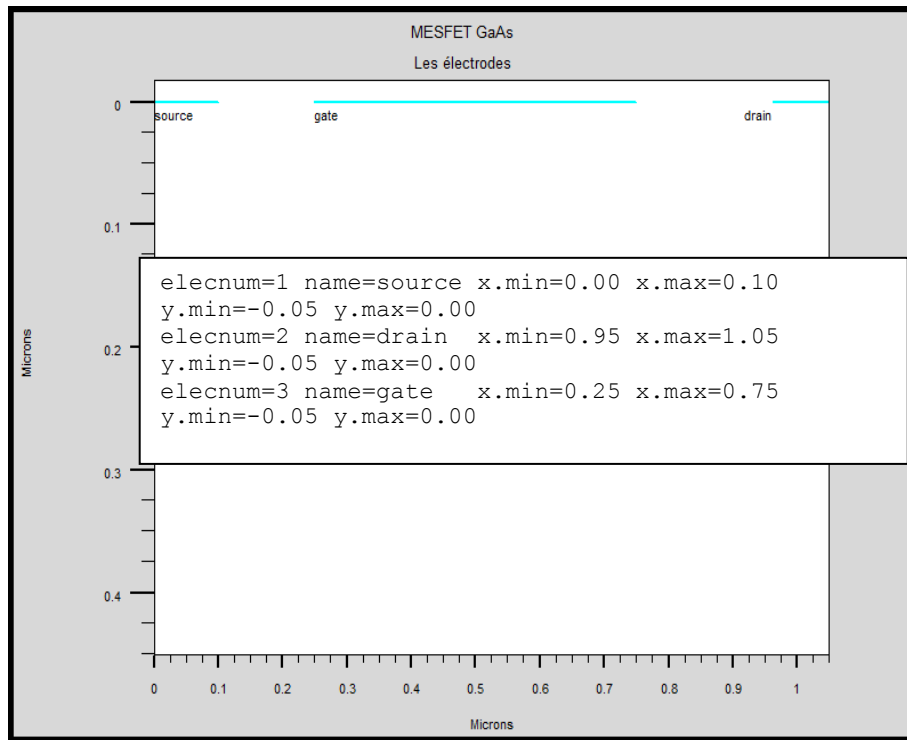


Figure 3. 6 :Définition des électrodes.

3.3.1.dSpécification de Dopage

Le dernier aspect de la spécification de la structure qui doit être défini est le dopage.

Le format de la déclaration de dopage dans « Atlas » se présente comme suit:

dopage< type de distribution >< type de dopant > / < position des paramètres >

Dans la figure3.7, les types de dopage et les niveaux de dopage sont définis. Le dopage peut être de type N ou P. Le type de distribution peut être uniforme ou gaussien.

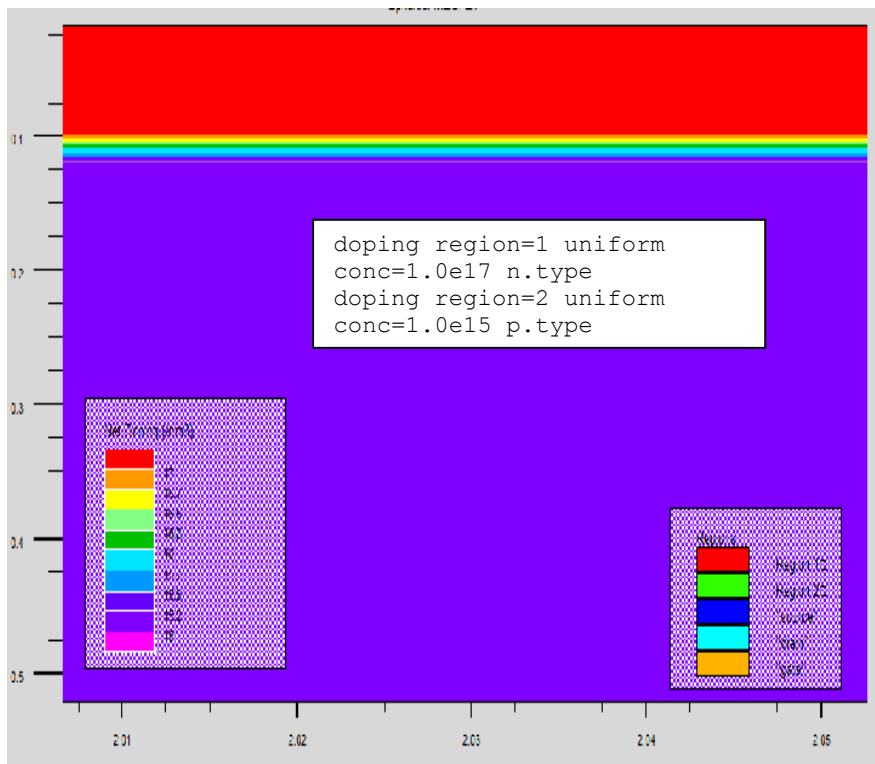


Figure 3.7 : Définition de dopage.

Après la définition des différentes caractéristiques structurales telles que le maillage, les dimensions, les électrodes et le dopage. Il reste à préciser les modèles et les contacts.

3.3.2 Spécifications des Matériaux et des modèles [35]

3.3.2.a Spécifications des Matériaux

Le format de la déclaration du matériau est le suivant :

Matériau < localisation > < définition du matériau >

Exemple :

material material = GaAsmun = 8000 mup = 150 taun0 = 3e-7 taup0 = 2e-5

Dans cet exemple, material apparaît deux fois, le premier est considéré comme ladéclaration du matériau et le second est considéré comme un paramètre de localisation.

Plusieurs autres paramètres peuvent être définis par la déclaration matériel, comme exemples de ces paramètres : la mobilité d'électrons (MUN) et la mobilité de trous (MUP), (TAUN0) et (TAUP0) qui sont les durées de vie d'électrons et de trous respectivement.

3.3.2.b Spécifications des modèles [35]

Les modèles physiques sont classés en cinq catégories: Mobilités des porteurs de charges, mécanismes de génération-recombinaison, les statistiques de transport, l'ionisation par impact et l'effet tunnel.

La syntaxe de la déclaration du modèle est la suivante:

model< paramètres générales > / < paramètres du modèle >

Le choix du modèle dépend des matériaux choisis pour la simulation.

Exemple :

srhfldmobconmob

srh : est le modèle de Shockley-Read-Hall.

conmob : est le modèle dépendant de la concentration.

fldmob : est le modèle dépendant du champ électrique parallèle.

Il existe aussi les modèles qui concernent le type de contact soit contact ohmique qui connaît par défaut et le contact redresseur (contact de Schottky), ce contact est reconnu par un travail de sortie (workfunction) comme :

contactenum= < integer > work=< integer >

3.3.3 Spécification Méthodes numériques de calcul [35]

Après la précision du modèle de matériaux, la sélection de la méthode numérique doit être indiquée. Parmi les différentes méthodes numériques de résolution des systèmes d'équations, trois types de techniques sont utilisées dans ATLAS-SILVACO :

- Méthode de Gummel
- Méthode de Newton
- Méthode des blocs

On peut aussi utiliser deux méthodes de calcul.

Exemple :

method newton gummel

Dans cet exemple, les équations sont résolues par la méthode Gummel. Si la convergence n'est pas atteinte, les équations sont résolues en utilisant la méthode de Newton.

3.3.4 Spécification de Solution

La spécification des solutions est faite par les instructions suivants :

Log, Solve, Load et Save.

3.3.4.a Log

L'instruction Log est utilisée pour enregistrer toutes les caractéristiques terminales dans un fichier de données.

L'exemple suivant montre un exemple d'utilisation de l'instruction LOG.

```
logoutfile = myoutputfile.log
```

L'exemple montre l'enregistrement de données dans le fichier (myoutputfile.log).

3.3.4.b Solve

L'instruction SOLVE suit l'instruction LOG. Elle cherche une solution pour un ou plusieurs points de polarisation. Ce qui suit est un exemple de l'instruction SOLVE.

```
SOLVE V2 = 0.8
```

```
SOLVE V2 = 0.9
```

3.3.4.c Load et Save

L'instruction LOAD introduit, à partir d'un fichier existant, pour chaque point de polarisation les solutions précédentes en tant que proposition initiale.

L'instruction SAVE permet l'enregistrement de toutes les informations obtenues pour un nœud dans un fichier de sortie.

3.3.5 Analyse des résultats

Les résultats et les informations obtenues par la simulation peuvent être affichés graphiquement avec (TonyPlot), La **Figure 3-8** présente le graphe de cette commande.

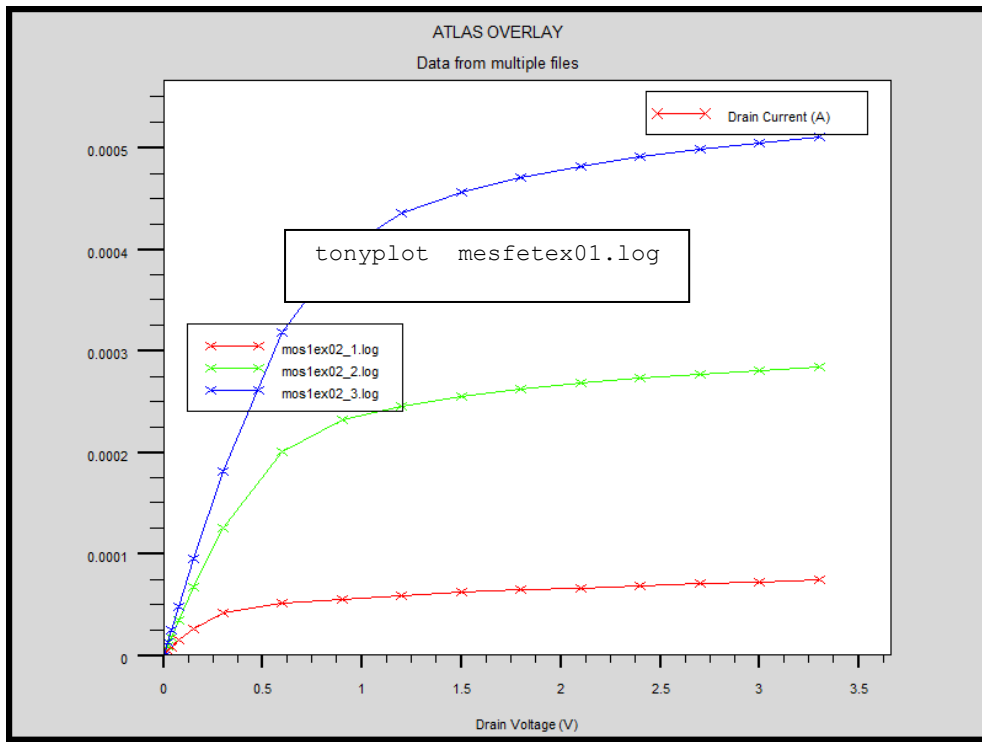


Figure 3.8 : représentation graphique de la solution

3.4 Les équations de Base de Semi-conducteur en ATLAS-SILVACO

De façon très succincte, nous pouvons dire que ce simulateur de dispositifs est basé sur la résolution simultanée de l'équation de Poisson et de l'équation de continuité. Il calcule à chaque instant et en tout point de l'espace en une suite d'éléments finis, la concentration des électrons et des trous et la valeur du potentiel électrostatique. L'équation de Poisson montre une relation entre le potentiel et la densité des porteurs :

$$\varepsilon \Delta V = -q(p - n + N_D^- - N_A^+) \quad (3.1)$$

L'évolution temporelle des densités de porteurs obéit aux équations de continuité pour les électrons et les trous :

$$\frac{\partial n}{\partial t} = G_n - U_n + \frac{1}{q} \text{div} \vec{J}_n \quad (3.2)$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = G_p - U_p + \frac{1}{q} \text{div} \vec{J}_p \quad (3.3)$$

Les dérivations basées sur la théorie de transport de Boltzmann ont prouvé que la densité des courants dans les équations de continuité peut être définie par le modèle d'entraînement-diffusion. Les densités de courants sont exprimées en deux termes. Le premier correspond à l'entraînement des charges par le champ électrique, le second correspond à la diffusion des porteurs.

$$\vec{J}_n = qn\mu_n\vec{E} + qD_n\overrightarrow{gradn}(3.4)$$

$$\vec{J}_p = qn\mu_p\vec{E} - qD_p\overrightarrow{gradp}(3.5)$$

$$\vec{E} = -\overrightarrow{grad} \quad (3.6)$$

3.5 Conclusion

D'après l'étude simplifiée sur le logiciel ATLAS-CILVACO on conclut que c'est un logiciel complet pour la simulation des comportements des composants semi-conducteur.

Chapitre IV

Résultats et interprétation

Chapitre IV

Résultats et interprétation

4.1 : Introduction

Dans ce chapitre, nous exposons les résultats de simulation numérique bidimensionnelle des caractéristiques courant-tension des transistors MESFET GaAs avec différents paramètres technologiques tels que longueur, épaisseur et dopage du canal, selon les modèles présentés dans le chapitre II. La modélisation et la simulation sont faites en utilisant le TCAD (Technical computer Aided Design) Atlas Silvaco.

Nous décrivons l'évolution des caractéristiques, courant du drain I_{ds} en fonction de la tension du drain V_{ds} et de la tension de grille V_{gs} tout en étudiant l'influence des différents paramètres technologiques du transistor MESFET et des pièges donneurs et accepteurs localisés dans le substrat.

4.2 : Caractéristiques I-V

L'étude a été effectuée sur deux échantillons de transistors MESFET 1 et MESFET 2 dont les paramètres sont regroupés dans le tableau suivant :

Transistor	Lg	a _c	a _s	N _d	N _a	Métal
MESFET1	0.2 ; 0.3 ; 0.4	0.12 ; 0.14 ; 0.16	6	1e17	1e13	AL
MESFET2	1.0 ; 1.5 ; 2.0	0.12 ; 0.14 ; 0.16	6	1e17	1e13	AL

Tableau 4.1: Paramètres géométriques et technologiques des transistors.

Avec :

L'unité de dopage en cm^{-3} et l'unité de dimension en μm .

Lg : longueur du canal.

a_c : épaisseur du canal.

a_s : épaisseur du substrat.

N_d : dopage du canal.

N_a : dopage du substrat.

Sur les figures 4.1 et 4.3, nous présentons la variation du courant de drain I_{ds} en fonction de la tension de drain V_{ds} pour différentes valeurs de la tension de grille V_{gs} obtenues pour les deux transistors 1 et 2 et pour une épaisseur du canal égale à 0.12 μm et sur les figures 4.2 et 4.4 les représentations de la variation de I_{ds} en fonction de la tension de drain V_{ds} pour différentes valeurs de la tension de grille V_{gs} .

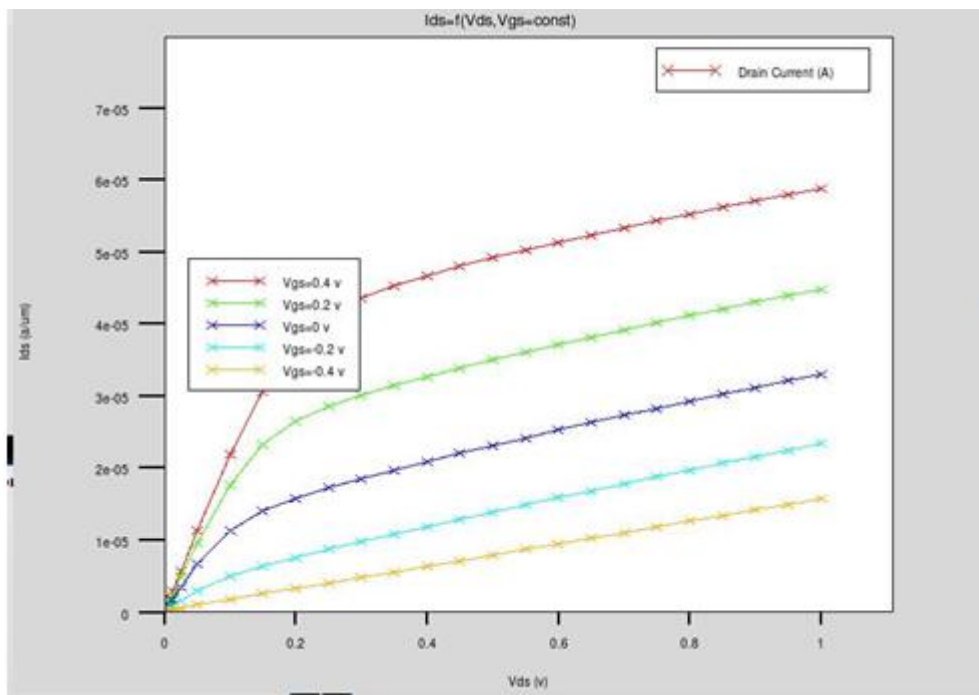


Figure 4.1: Caractéristiques I_{ds} - V_{ds} du transistor1 $L_g=0,3 \mu\text{m}$ et $a_c=0.12 \mu\text{m}$ avec différentes valeurs de V_{gs} .

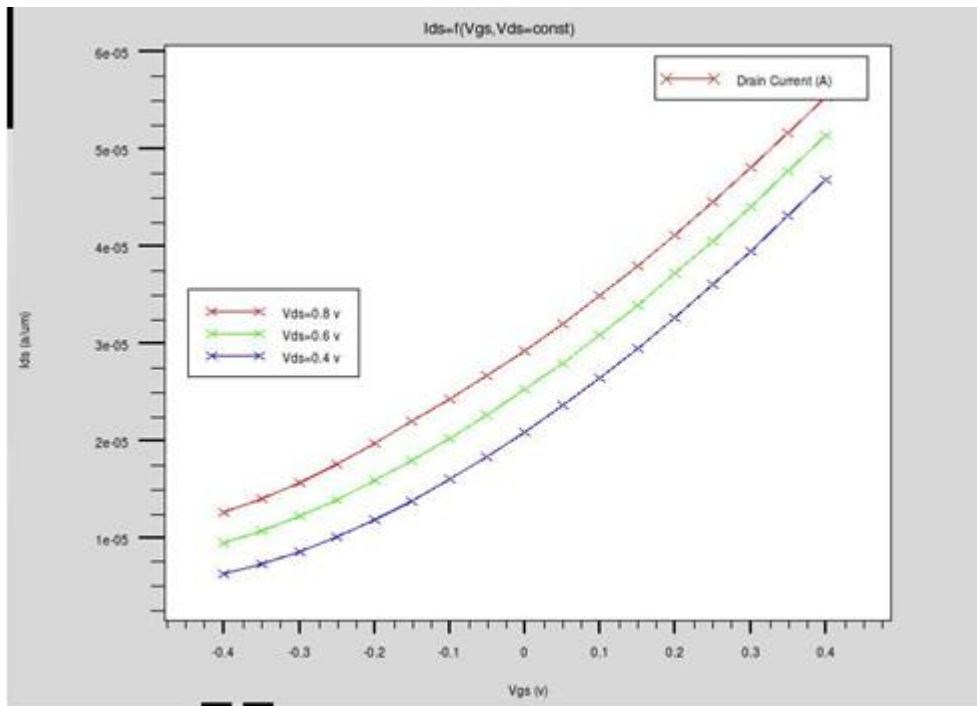


Figure 4.2: Caractéristiques I_{ds} - V_{gs} du transistor1 $L_g=0,3 \mu m$ et $a_c=0.12 \mu m$ avec différentes valeurs de V_{ds} .

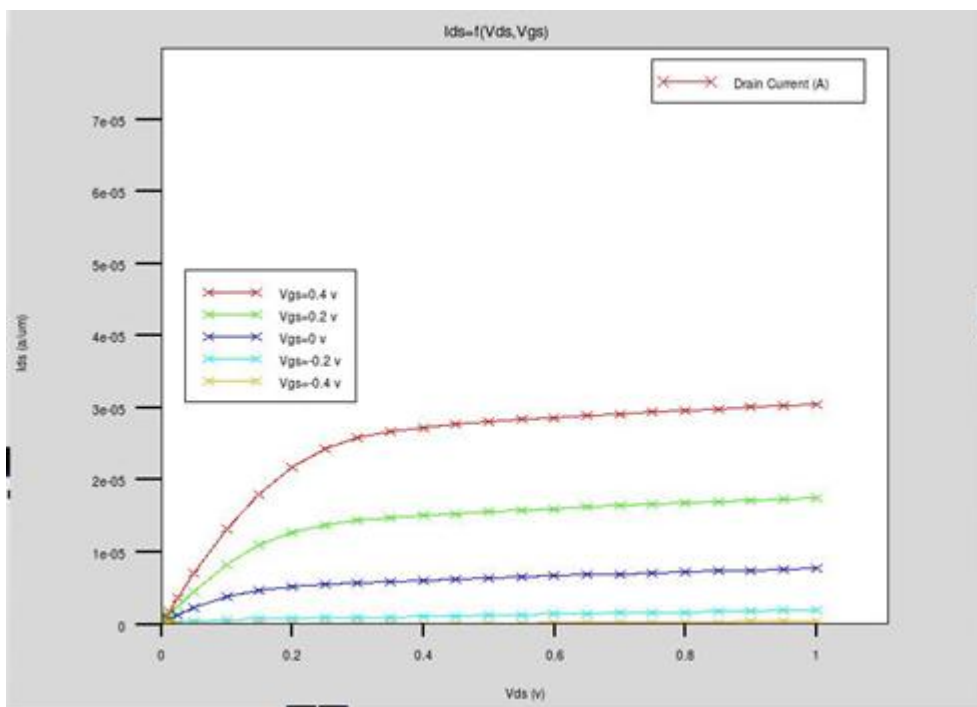


Figure 4.3: Caractéristiques I_{ds} - V_{ds} du transistor2 $L_g=2 \mu m$ et $a_c=0.12 \mu m$ avec différentes valeurs de V_{gs} .

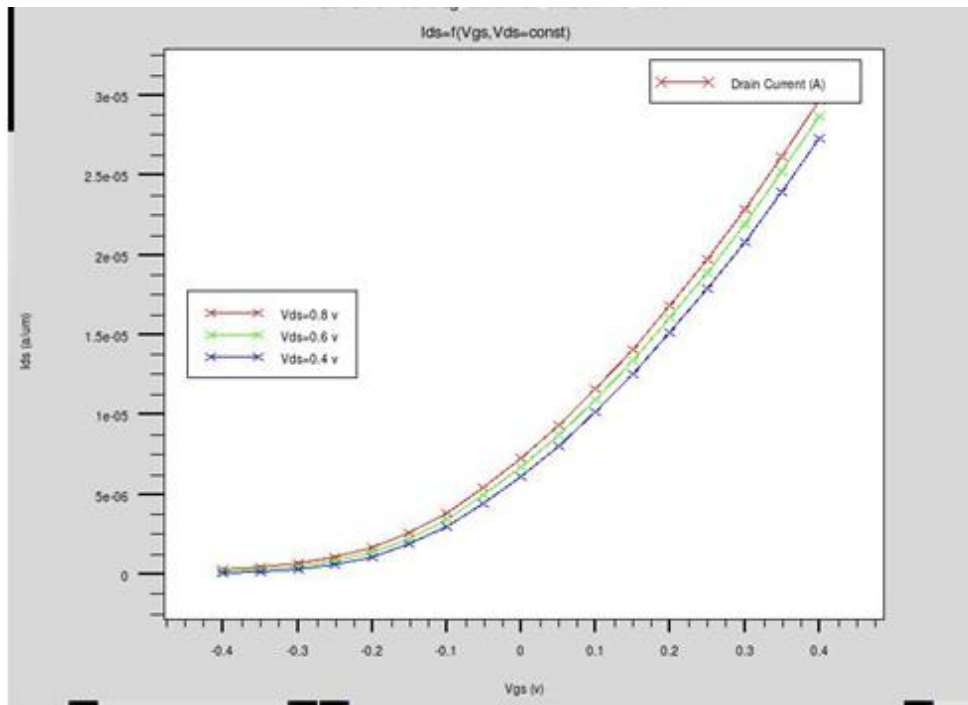


Figure 4.4: Caractéristiques I_{ds} - V_{gs} du transistor $L_g=2 \mu\text{m}$ et $a_c=0.12 \mu\text{m}$ avec différents valeurs de V_{ds} .

L'observation des caractéristiques I_{ds} - V_{ds} d'après ces figures, permet de distinguer trois régions de fonctionnement du transistor à effet de champ. Une région ohmique dans laquelle le courant de drain I_{ds} varie quasi linéairement en fonction de la tension de drain V_{ds} , elle correspond au régime de fonctionnement linéaire. Une deuxième région dans laquelle le courant I_{ds} augmente mais pas de la même manière que la région linéaire, il augmente progressivement jusqu'à une valeur limite, c'est le régime de pincement. La troisième région appelée zone de fonctionnement saturé où le courant de drain ne dépend quasiment pas de la tension de drain V_{ds} .

Il est intéressant de noter que pour une tension de drain constante, le courant de drain atteint ses valeurs maximales pour une tension de grille nulle puis il diminue avec la diminution de la tension de grille jusqu'à son annulation pour des tensions de grilles égale ou inférieure à la tension de seuil V_{gss} comme le montre figure 4.2 et 4.4.

Description de la région linéaire

Cette région est également appelée région ohmique qui correspond à une évolution quasi linéaire du courant de drain pour de faibles valeurs de la tension drain. En effet, pour de faibles valeurs de la tension de drain, le canal reste de section sensiblement uniforme sous la grille comme le montre la figure 4.5, qui décrit une section conductrice dans la région de fonctionnement linéaire avec $V_{gs}=0v$ et $V_{ds}=0v$.

Le transistor est alors assimilable à une résistance variable dont la valeur est contrôlée par la tension de grille. Le courant varie proportionnellement à V_{ds} .

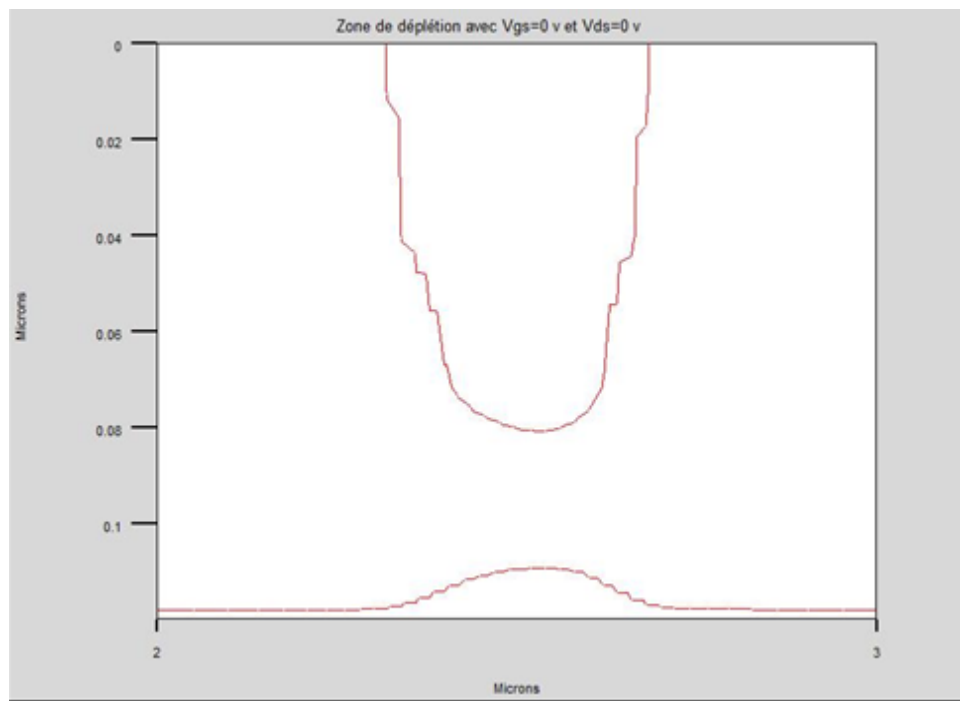


Figure 4.5 : Section conductrice dans la région de fonctionnement linéaire avec $V_{gs}=0v$ et $V_{ds}=0v$.

Description de la région de pincement et la zone de saturation

La figure 4.6 montre une section conductrice dans la région proche de saturation avec $V_{gs}=0v$ et $V_{ds}=0.4v$, c'est à dire avec l'accroissement de la tension de drain, la section de la zone dépeuplée (zone de charge d'espace) commence à se déformer en devenant beaucoup plus importante côté drain que côté source. Ce

resserrement du canal provoque un ralentissement de la croissance du courant de drain (la zone de pincement). Arrivé à une certaine valeur de la tension de drain V_{dssat} , l'augmentation de la tension V_{ds} n'a quasiment plus aucune influence sur le courant. On nomme le courant de saturation I_{dssat} , lorsque le courant de drain I_{ds} commence à rentrer dans la zone de saturation pour une tension de polarisation de grille V_{gs} nulle.

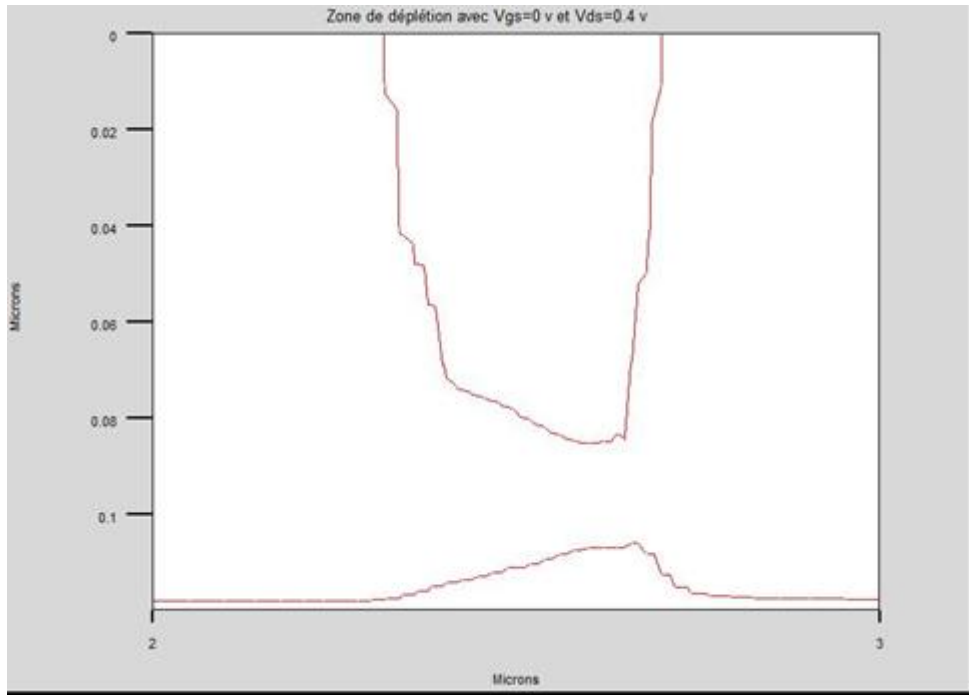


Figure 4.6: Section conductrice dans la région proche de saturation avec $V_{gs}=0v$ et $V_{ds}=0.4v$.

4.3: Influence des paramètres géométriques et physiques

4.3.1 : Influence de la longueur de grille L_g

Nous présentons respectivement sur les figures 4.7 et 4.8, l'évolution des caractéristiques I_{ds} - V_{ds} en fonction de la longueur de grille L_g dans les deux transistors MESFET1 et MESFET2. On constate que le courant de saturation diminue avec l'augmentation de la longueur de grille. En effet, l'extension latérale de la zone de charge d'espace conduit à un allongement du canal conducteur tout en s'amincissant, ce qui limite le passage des électrons.

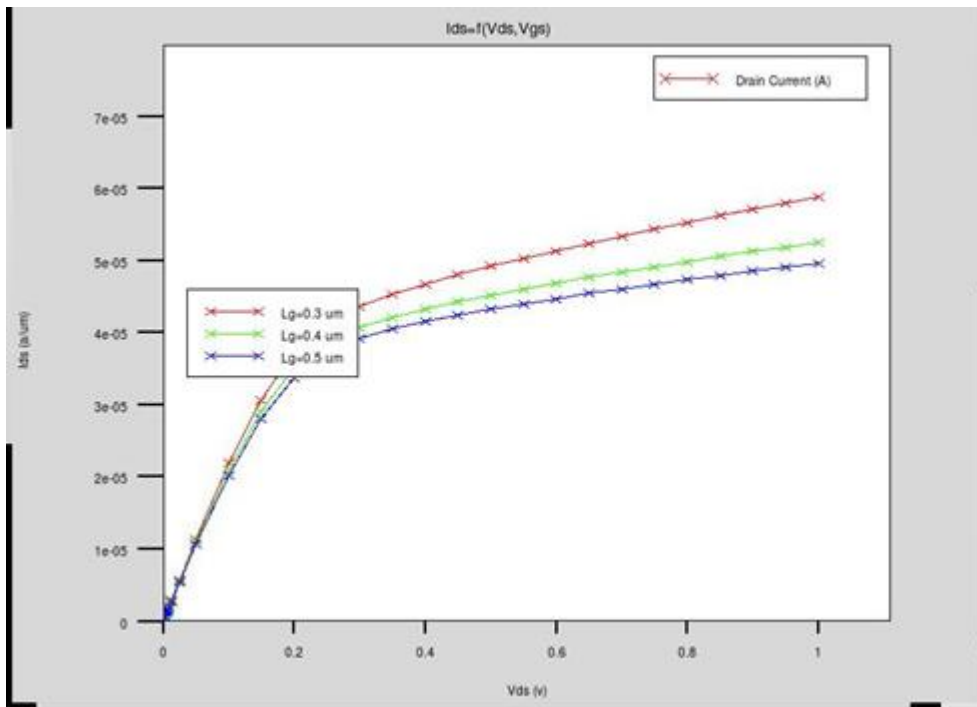


Figure 4.7 : Influence de la longueur de grille L_g sur les caractéristiques I_{ds} - V_{ds} du transistor MESFET1.

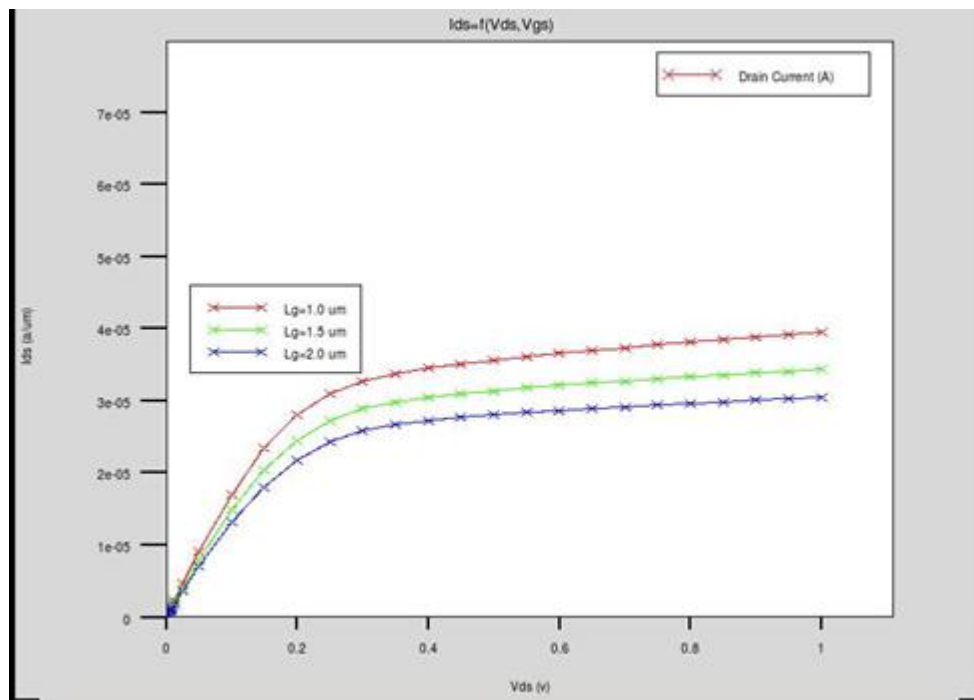


Figure 4.8: Influence de la longueur de grille L_g sur les caractéristiques I_{ds} - V_{ds} du transistor MESFET2.

4.3.2 : Influence de dopage de canal N_d

Nous Exposons respectivement sur les figures 4.9 et 4.10 l'évolution des caractéristiques I_{ds} - V_{ds} en fonction du dopage du canal N_d pour les deux transistors MESFET1 et MESFET2, nous remarquons que le courant I_{ds} augmente avec l'augmentation du dopage du canal. Le courant I_{ds} augmente lorsque la résistivité des semi-conducteurs diminue avec l'augmentation de la concentration des porteurs.

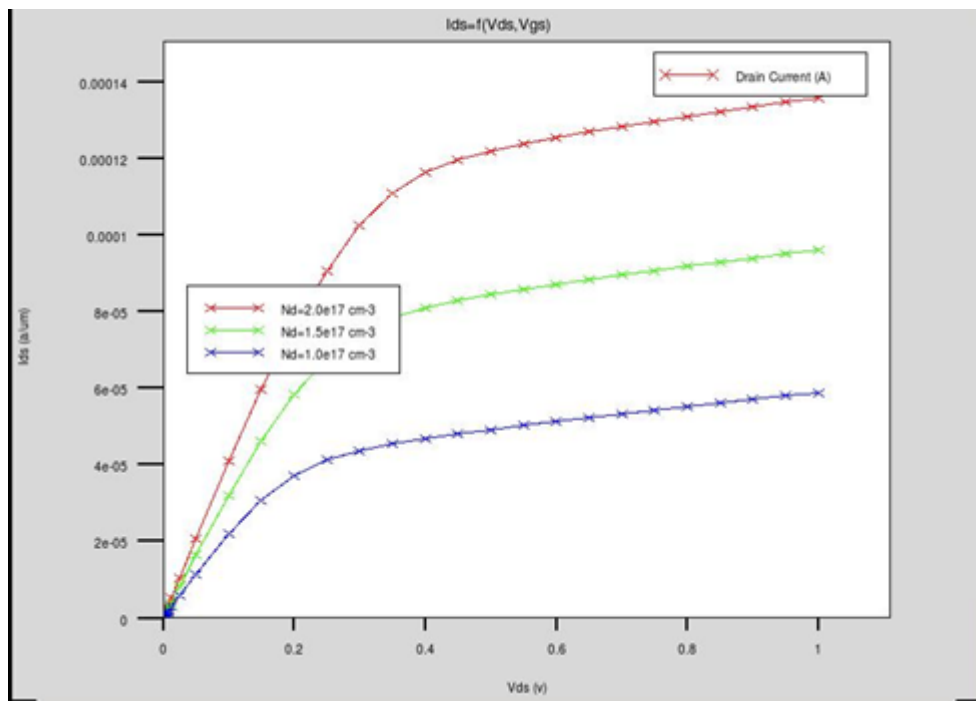


Figure 4.9 : Influence du dopage du canal sur les caractéristiques I_{ds} - V_{ds} du transistor MESFET1

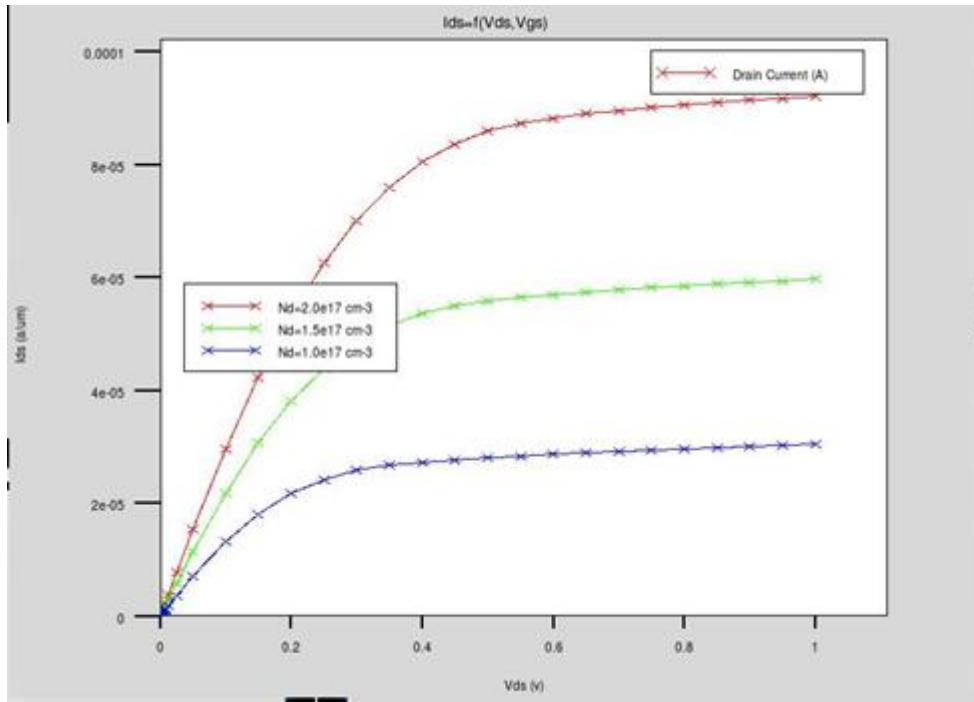


Figure 4.10 : Influence du dopage du canal sur les caractéristiques I_{ds} - V_{ds} du transistor MESFET2.

4.3.1 : Influence de l'épaisseur du canal a_c

Les figures 4.11 et 4.12 présentent l'évolution des caractéristiques I_{ds} - V_{ds} en fonction de l'épaisseur du canal (couche active) pour MESFET1 et MESFET2 respectivement, on observe que le courant I_{ds} augmente avec l'augmentation de l'épaisseur du canal.

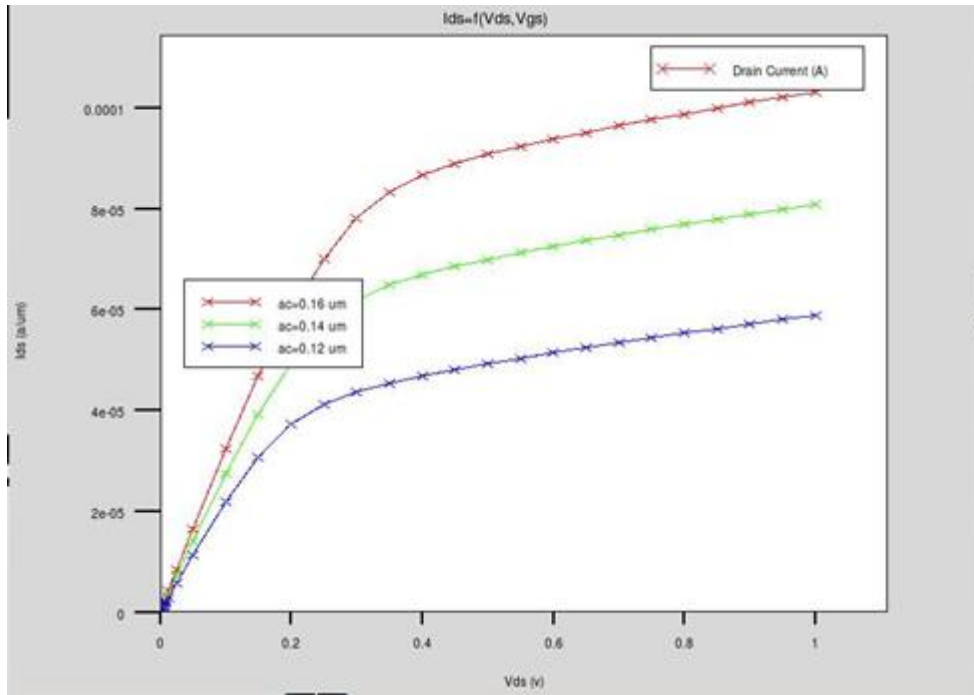


Figure 4.11: Influence de l'épaisseur de la couche active canal sur les caractéristiques I_{ds} - V_{ds} du transistor MESFET1.

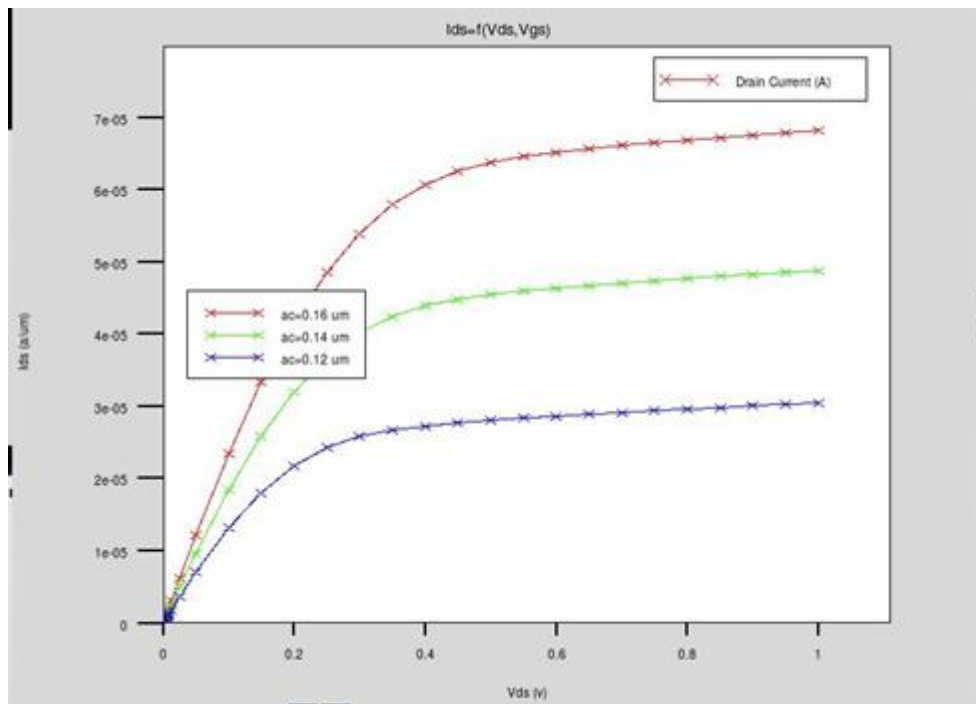


Figure 4.12 : Influence de l'épaisseur de la couche active canal sur les caractéristiques I_{ds} - V_{ds} du transistor MESFET2.

4.4: Influence des pièges donneurs et accepteurs

La présence des pièges dans le substrat ou l'interface canal-substrat est un phénomène observé avec la technique DLTS (technique de caractérisation des centres profond) [26]. La présence des pièges au sein du substrat (impuretés) provoque des anomalies sur les caractéristiques courant-tension.

Les paramètres des pièges donneurs et accepteurs considérés sont regroupés dans le tableau 4.3 suivant [36] pour les deux types de substrat avec :

σ_n et σ_p sont les section de capture de pièges donneurs et accepteurs.

Type de pièges	Energie	Concentration	σ_n	σ_p
Donneur EL2	$E_c - E_{EL2} = 0.688 \text{ eV}$	Variable	$4.68e^{-16}$	$2e^{-18}$
Accepteur Cr	$E_{cr} - E_v = 0.755 \text{ eV}$	Variable	$1.17e^{-19}$	$5e^{-17}$

Tableau 4.2: Paramètres des pièges.

Les figures 4.13 - 4.16 présentent l'influence des pièges donneurs et accepteurs au sein du substrat sur les caractéristiques électriques (courant- tension).

Nous observons que les pièges donneurs n'ont aucune influence sur les caractéristiques électriques. Par contre les pièges accepteurs ont un effet considérable sur les caractéristiques Ids-Vds figures 4.14 et 4.15.

Le courant Ids diminue avec l'augmentation de la densité des pièges accepteurs, l'augmentation des densités des pièges accepteurs influe sur la zone de conduction par la création d'une zone de charge à l'interface canal substrat comme le montre figure 4.17-4.19 qui présente les zones de charge d'espace à l'interface canal-substrat sans et avec pièges donneurs et accepteurs

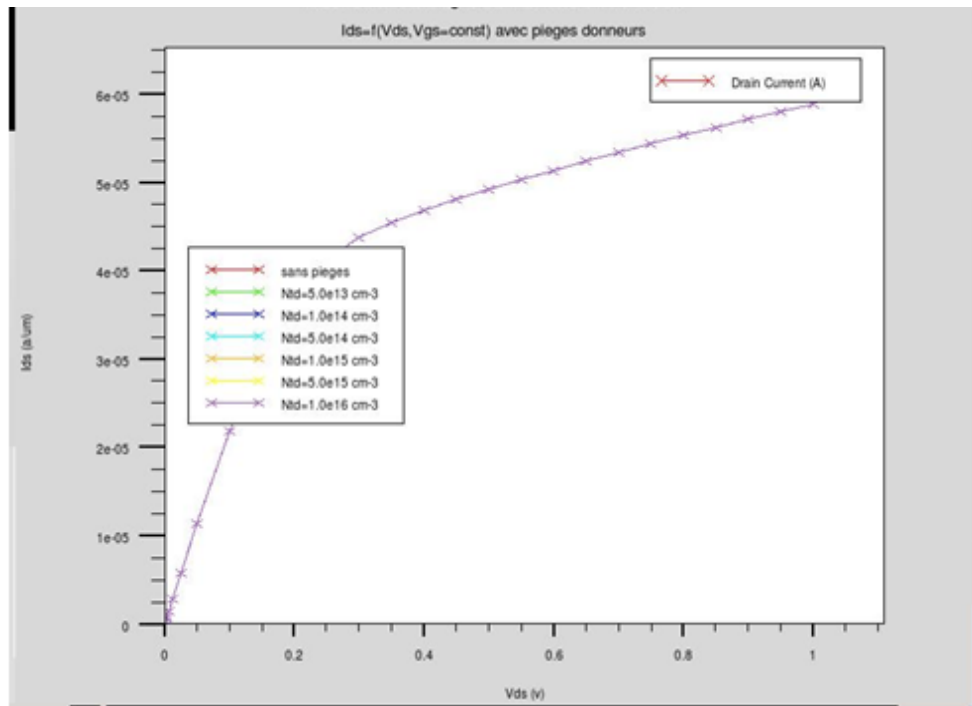


Figure 4.13 : Influence des pièges donneurs sur les caractéristiques I-V du transistor MESFET1

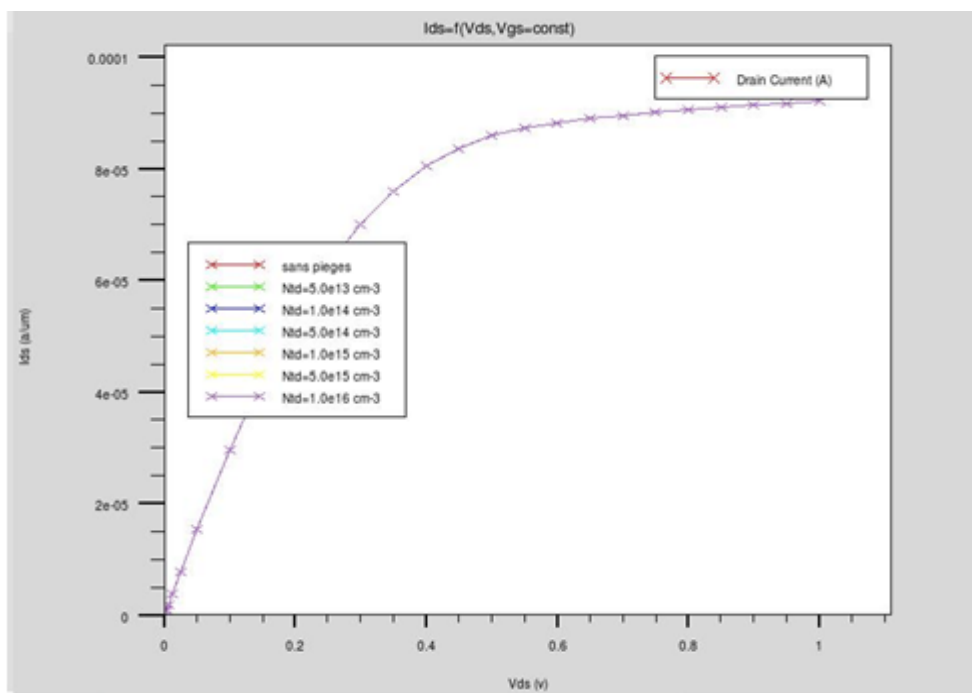


Figure 4.14 : Influence des pièges donneurs sur les caractéristiques I-V du transistor MESFET2

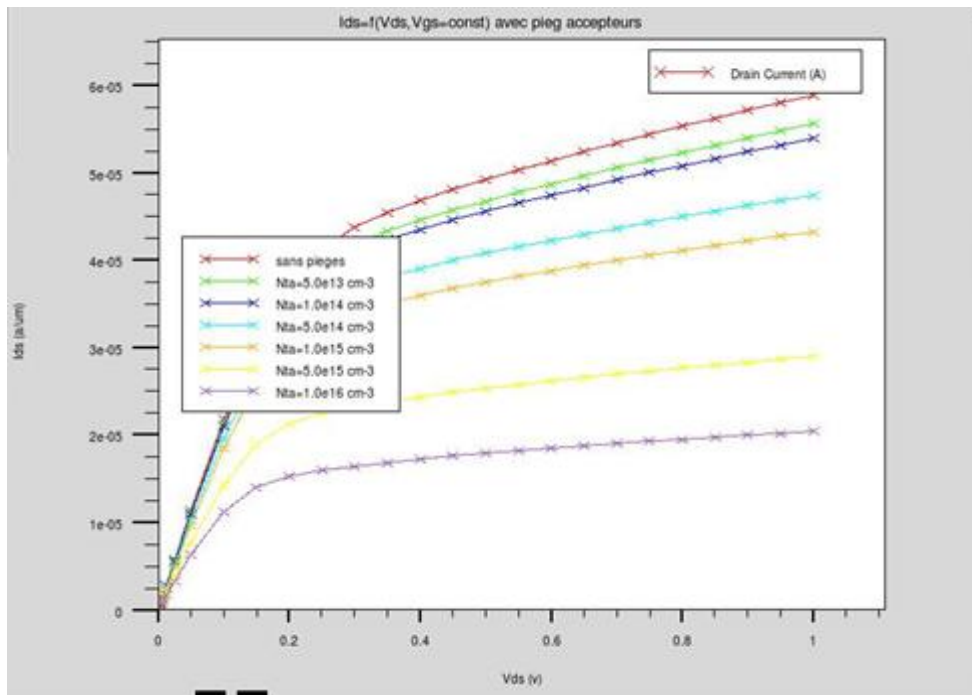


Figure 4.15 : Influence des pièges accepteurs sur les caractéristiques I-V du transistor MESFET1

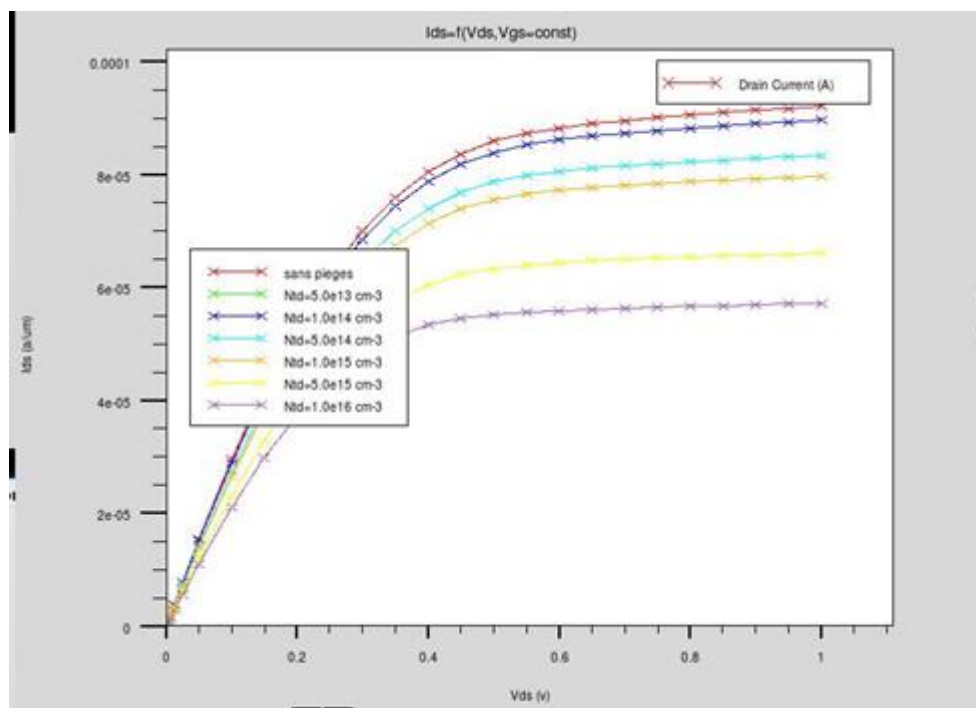


Figure 4.16 : Influence des pièges accepteurs sur les caractéristiques I-V du transistor MESFET2.

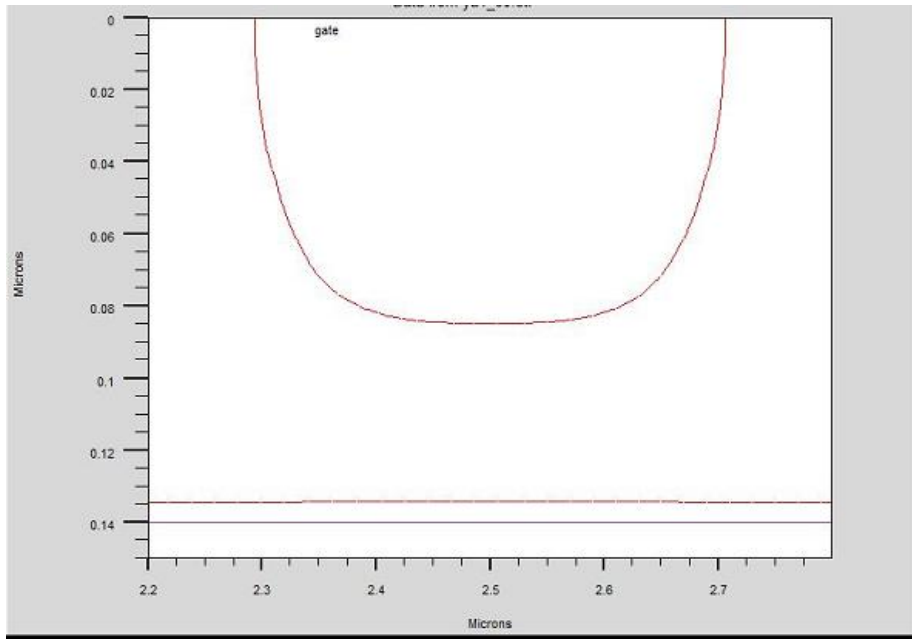


Figure 4.17 : Zone de charge à l'interface canal substrat MESFET1 sans pièges.

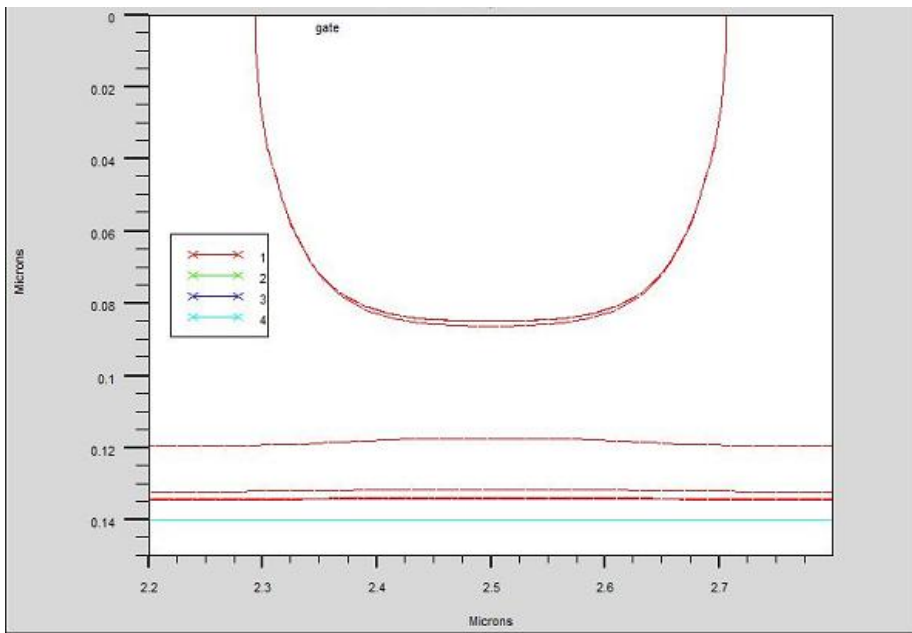


Figure 4.18 : Zone de charge à l'interface canal substrat MESFET1 avec différentes densités des pièges accepteurs.

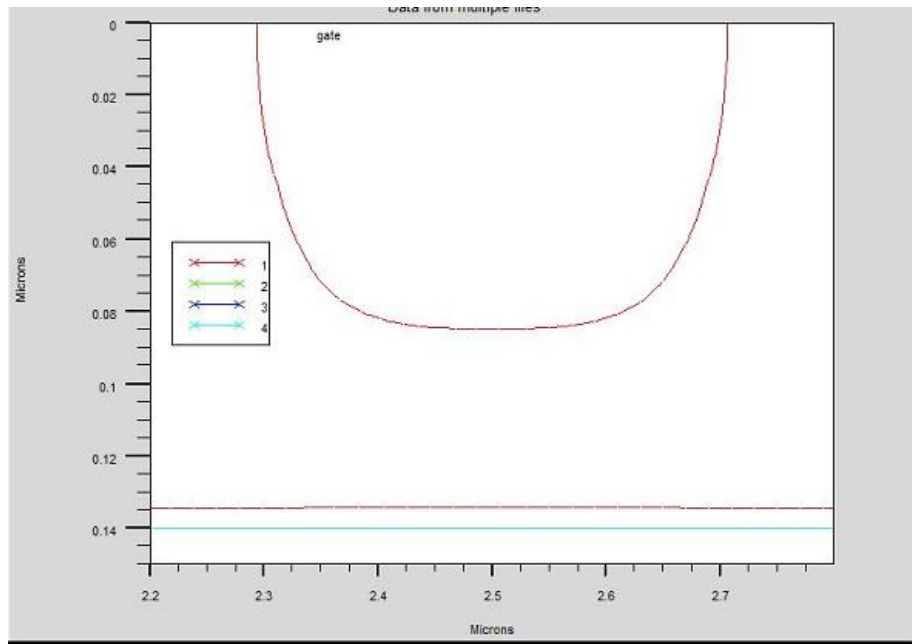


Figure 4.19 : Zone de charge à l'interface canal substrat MESFET1 avec différentes densités des pièges donneurs.

D'après ces dernières figures on remarque que les pièges accepteurs créent une zone de charge à l'interface canal-substrat, ce qui démunie la largeur de la zone de conduction.

Nos résultats de simulation acceptent un bon accord avec de résultats de simulation trouvé [36]. Telle que la structure du transistor MESFET utilisée dans cette étude est la même du transistor MESFET1 et transistor MESFET2 avec une densité de canal $N_d = 1e17$, une épaisseur $a_c = 0.12 \mu m$ et un substrat une fois de type donneur et une fois de type accepteur [36]. La variation des caractéristiques $I_{ds}-V_{ds}$ avec la présence des pièges donneurs et accepteurs est représentée sur les figures 4.20- 4.27.

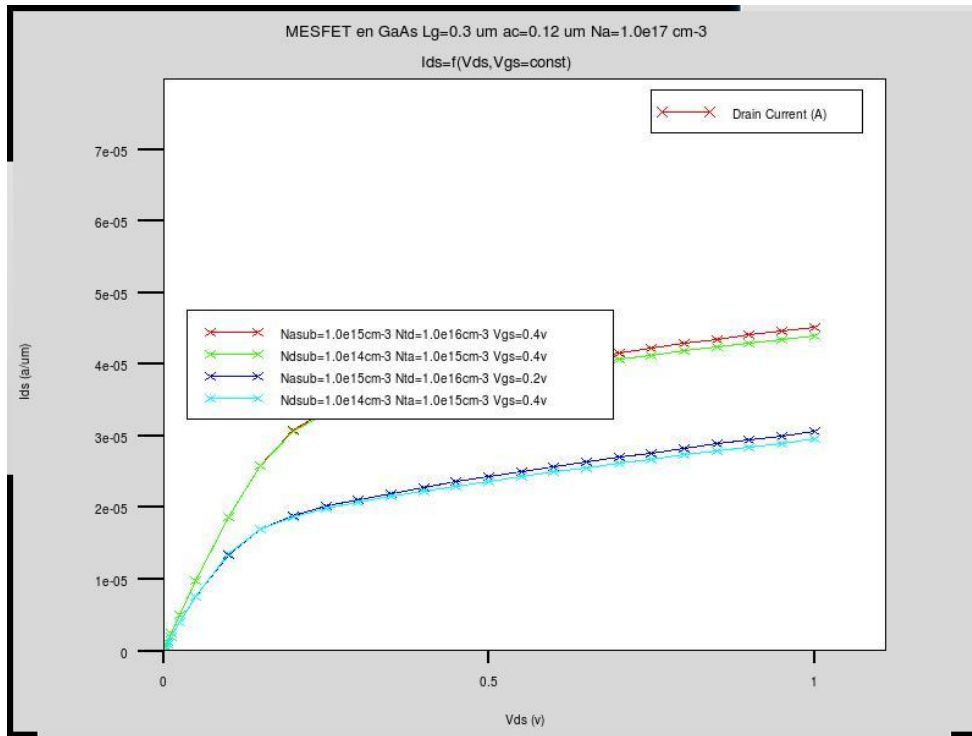


Figure 4.20 : Ids-Vds du MESFET1 avec $N_{sub}=10^{15}$ et $N_{td}=10^{16}$ et $N_{dsub}=10^{14}$ et $N_{ta}=10^{15}$ $V_{gs}=0.2$ et $0.4V$

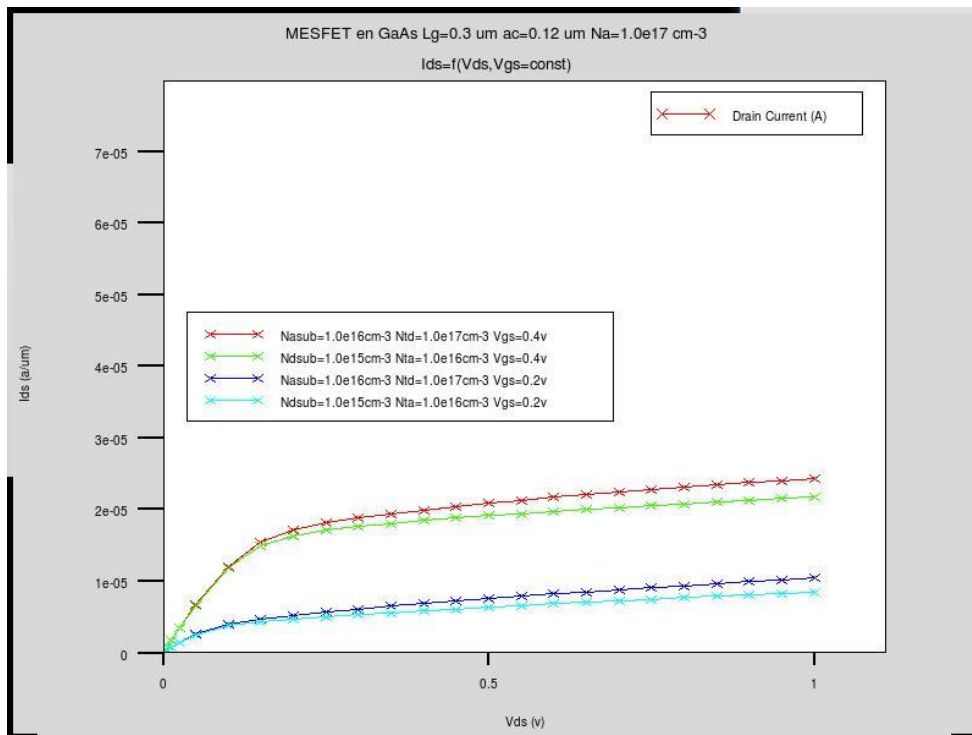


Figure 4.21 : Ids-Vds du MESFET1 avec $N_{sub}=10^{16}$ et $N_{td}=10^{17}$ et $N_{dsub}=10^{15}$ et $N_{td}=10^{16}$ $V_{gs}=0.2$ et $0.4V$

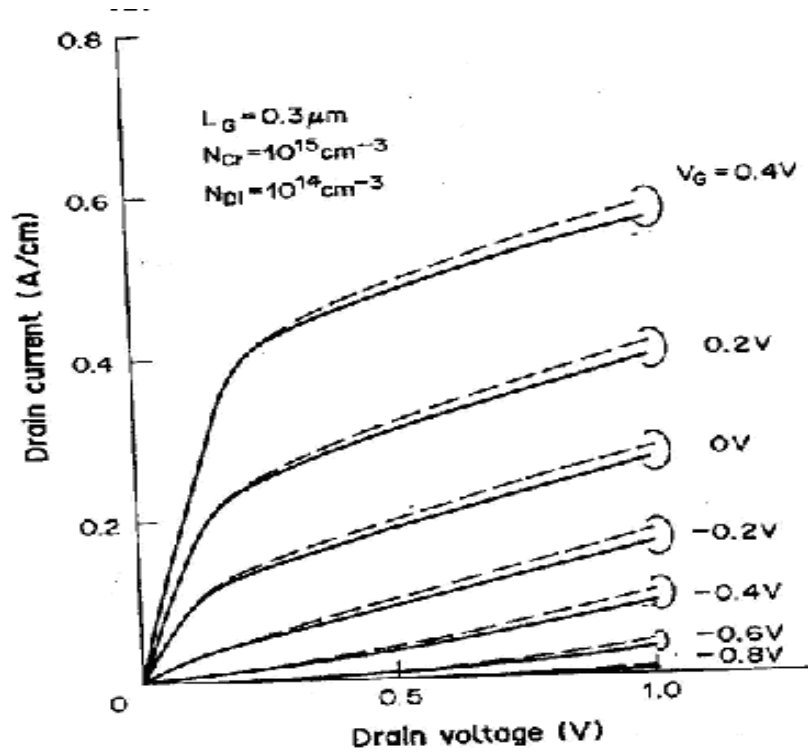


Figure 4.22 : I_{ds} - V_{ds} du MESFET1 avec $N_{sub}=10^{15}$ et $N_{td}=10^{16}$ et $N_{dsub}=10^{14}$ et $N_{ta}=10^{15}$ avec différents valeurs de V_{gs} [36]

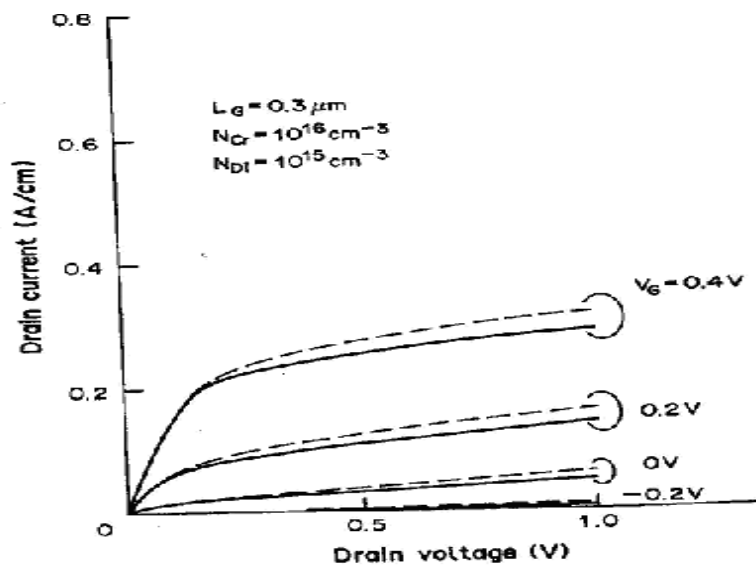


Figure 4.23 : I_{ds} - V_{ds} du MESFET1 avec $N_{sub}=10^{16}$ et $N_{td}=10^{17}$ et $N_{dsub}=10^{15}$ et $N_{ta}=10^{16}$ avec différents valeurs de V_{gs} [36]

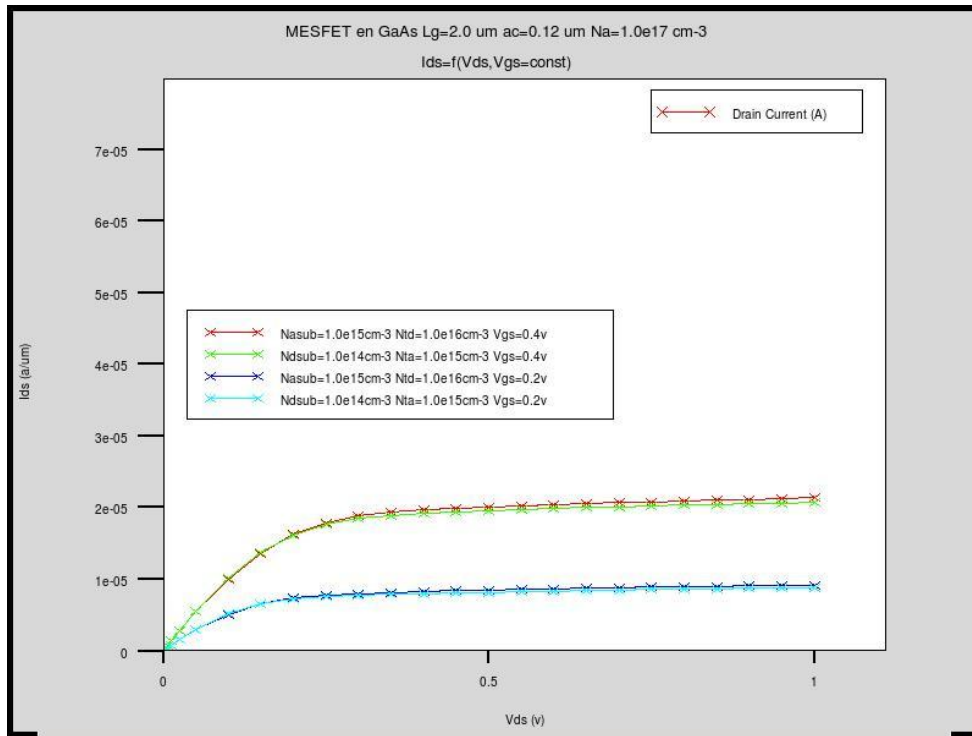


Figure 4.24 : Ids-Vds du MESFET2 avec $N_{sub}=10^{15}$ et $N_{td}=10^{16}$ et $N_{dsub}=10^{14}$ et $N_{ta}=10^{15}$ $V_{gs}=0.2$ et $0.4V$

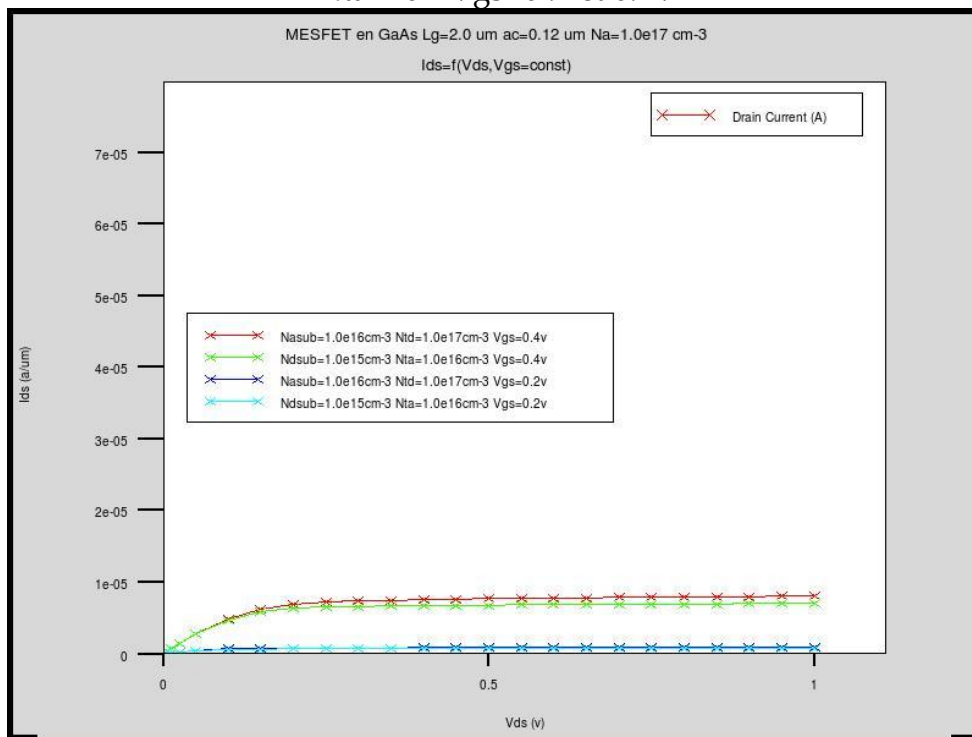


Figure 4.25 : Ids-Vds du MESFET2 avec $N_{sub}=10^{16}$ et $N_{td}=10^{17}$ et $N_{dsub}=10^{15}$ et $N_{td}=10^{16}$ $V_{gs}=0.2$ et $0.4V$

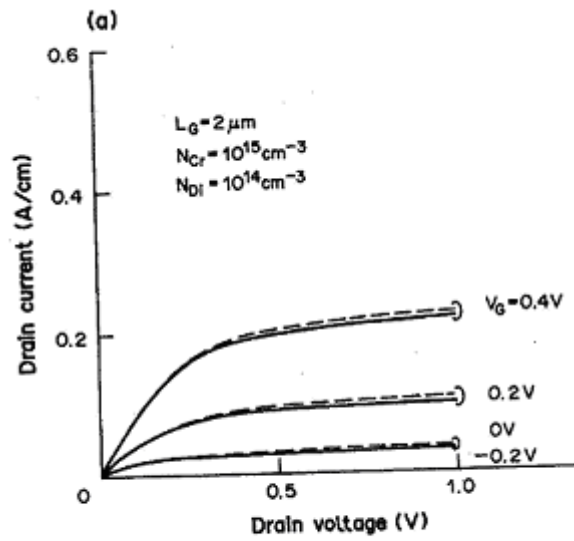


Figure 4.26 : I_{ds} - V_{ds} du MESFET2 avec $N_{sub}=10^{15}$ et $N_{td}=10^{16}$ et $N_{dsub}=10^{14}$ et $N_{ta}=10^{15}$ avec différents valeurs de V_{gs} [36]

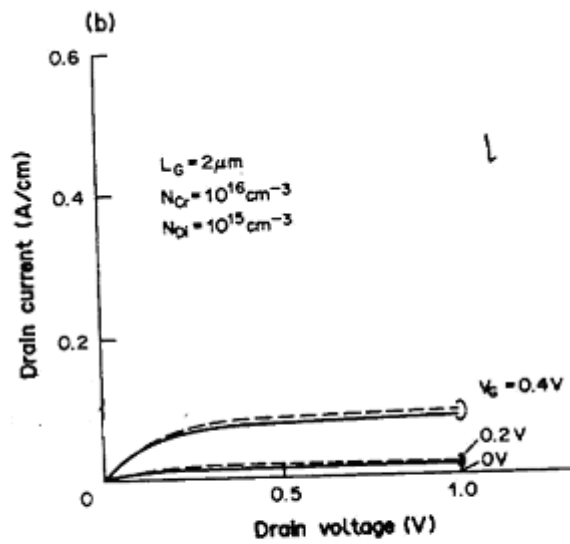


Figure 4.27 : I_{ds} - V_{ds} du MESFET2 $N_{sub}=10^{16}$ et $N_{td}=10^{17}$ et $N_{dsub}=10^{15}$ et $N_{td}=10^{16}$ avec différents valeurs de V_{gs} [36]

D'après les figures ci-dessus on remarque que les pièges accepteurs ont une influence remarquable sur les caractéristiques I_{ds} - V_{ds} , par contre les pièges donneurs n'ont aucune influence.

4. 5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié les caractéristiques électriques (courant-tension) des transistors MESFETs en GaAs sous différents paramètres technologiques (longueur, épaisseur et dopage du canal). Ainsi l'influence des pièges présents au sein du substrat. Les résultats obtenus montrent l'influence de ces paramètres sur les performances d'un transistor MESFET GaAs.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Au cours de ce travail, nous avons effectué une étude sur les transistors à effet de champ en général, et le MESFET GaAs en particulier. Celle-ci nous a permis de simuler l'ensemble des propriétés statiques de ce composant, en prenant compte les effets des paramètres physiques et géométriques sur les caractéristiques courants-tensions du transistor.

Les conclusions obtenus sont :

Le courant de saturation diminue avec l'augmentation de la longueur de grille. En effet, l'extension latérale de la zone de charge d'espace conduit à un allongement du canal conducteur tout en s'amincissant, ce qui limite le passage des électrons.

Le courant I_{ds} augmente avec l'augmentation de l'épaisseur du canal. L'augmentation de l'épaisseur du canal entraîne une diminution de la transconductance.

Le courant I_{ds} augmente avec l'augmentation du dopage du canal. Le courant I_{ds} augmente lorsque la résistivité des semi-conducteurs diminue avec l'augmentation de la concentration des porteurs.

Le courant I_{ds} diminue avec l'augmentation de la densité des pièges accepteurs, l'augmentation des densités des pièges accepteurs influe sur la zone de conduction par la création d'une zone de charge à l'interface canal substrat.

L'ensemble de ce travail apporte une contribution dans la mise en place de d'une simulation qui traite l'influence de tous les paramètres physiques et géométriques du transistor MESFET GaAs. L'étude doit être poursuivie par un approfondissement sur l'influence des pièges en régime de saturation et par la détermination de modèle simplifié du MESFET GaAs afin de l'appliquer à des circuits logiques ou analogiques plus complexes.

Références et bibliographiques

Références et bibliographiques

- [1]: K.SAADEDDINE "Modélisation non linéaire des composants a effet de champ" Mémoire de doctorat, Université de Constantine, 2009.
- [2]: Souad BELHOUR "Simulation du transistor à effet de champ a grille Schottky à l'arsenuire de gallium MESFET GaAs " Mémoire de magister, Université de Constantine, 2007 .
- [3]: W.SHOCKLEY "A unipolar field effect transistor". Proc. Of the IRE, vol.40, pp.1365- 1376, 1952.
- [4]: Hilde Muller et Jan Nicolas Myklebust "Les composants actifs hyperfréquences "www.etud.insa-toulouse.fr/~sroy/cce/Transistors_HF.doc.
- [5]: Olivier VANBESIEN "Modèles linéaires et non linéaires des composants actifs pour la CAO. Hyperfréquences" ,Cours DESS, septembre 2003.
- [6]: Renuka P. Jindal "Compact Noise Models for MOSFETs" IEEE Transactions On Electron Devices, Vol. 53, NO. 9, SEPTEMBER 2006.
- [7]: Henry MATHIEU " physique des semi-conducteurs et des composants électroniques" Edition MASSON (2004).
- [8]: Rachid KHLIL "hétérostructures AlGaAs/GaAs par des mesures courant-tension "Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne-Ardenne, 2005.
- [9]: Michel HUBIN, <http://pagesperso-orange.fr/michel.hubin/index.htm>.
- [10]: Mohamed Amir ABDI. "Modélisation de l'inverse de la pente sous seuil des transistor FETs nanométriques" Mémoire de magister, Université de Batna, 2006.
- [11]: JC.MICHEL " COURS : Les transistors à effet de champ"
<http://JC.MICHEL.free.fr>
- [12]: FAYCAL DJEFFAL "Modélisation et simulation prédictive du transistor MOSFET fortement submicronique, Application à la conception des dispositifs Intégrés" Thèse de doctorat, Université de Batna, 2006.
- [13]: Nicolas DUBUC "Modélisation Electrothermique de transistors MESFET SiC et optimisation d'une architecture Doherty pour l'amplification de puissance à haut rendement" Thèse doctorat d'état, Université de Limoges, 2003.

[14]: **Sandra DE MEYER** "Etude d'une nouvelle filière de composants HEMTs sur technologie nitrure de gallium. Conception d'une architecture flip-chip d'amplificateur distribué de puissance à très large bande " Thèse de doctorat, Université De Limoges,2005.

[15]: **Francis HUIN** "Etude des formes d'ondes permettant une optimisation des performances des amplificateurs de puissance. Application à la conception d'amplificateurs, à faible tension de polarisation, pour les communications mobiles" Thèse de doctorat, Université de LIMOGES, 2001.

[16]: **O. Baunnaud** "composant à semi-conducteur de la physique du solide aux transistors", ellipses. France 2006.

[17]: **S. M. Sze** "physic of semiconductor devices", Ed. INC. J.Willy et Sons, New York 1981.

[18]: **Benbouza Mohamed Salah** "Conception assistée par ordinateur des circuits intégrés MESFET GaAs", Thèse de Doctorat, Université de Batna.

[19]: **Chedly Rejeb** "Contribution à la caractérisation des effets d'une irradiation aux électrons sur les propriétés optiques et de transport électrique du GaAs", (M. Sc), Université de Sherbrooke, (juillet 1993).

[20]: **Rachid KHLIL** "Étude d'un gaz bidimensionnel d'électrons dans des hétérostructures AlGaAs/GaAs par des mesures courant-tension et bruit basses fréquences en température" Thèse de Doctorat, Université de Reims, (16 mai 2005).

[21]: **E. Gallucci, S. Ermeneux, C. Goutaudier** M. Th. Cohen-Adad, and G. Boulon. Opt. Mat., 193 :193,2001.

[22]: **J. Czochralski**, Z. Physik Chem. 92 (1918) 219.

[23]: **M. Spiesser, Jan Czochralski** et la méthode du tirage des cristaux. Bulletin GFCC (Mai 1999).

[24]: **M. Maher Soueidan** "Croissance hétéroépitaxiale du SiC-3C sur substrats SiC hexagonaux; Analyses par faisceaux d'ions accélérés des impuretés incorporées" thèse doctoral décembre 2006.

[25]: **Pascal Turban**"Epitaxie de films minces métalliques : (i) Relaxation élastique pendant la croissance pseudomorphe (ii) Epitaxie d'hétérostructures NiMnSb/MgO/NiMnSb pour l'électronique de spin" these doctoral 18 juin 2001.

- [26]: **Noura A. Abdeslam** " transistor en GaAs " mémoire magister
- [27]: **Noor Muhammad Memon** "Modeling Techniques of Submicron GaAs MESFETs and HEMTs" These de Doctor at, October 2008.
- [28]: **N. Dubuc** "modélisation électrothermique de transistors MESFET Sic et optimisation d'une architecture Doherty pour l'amplification de puissance à haute rendement "2, Thèse de doctorat Université de Limoges, France 2003.
- [29]: **A. LALOUE** "Modélisation non linéaire distribuée des transistor à effet de champ: application à l'analyse de la stabilité des transistors et des caractéristiques en bruit dans les circuits MMIC " Thèse de doctorat, Université de Limoges, France 2001.
- [30]: **Y. Ohno, and All** "Surface states effects on GaAs FET electrical performance", IEEE Tran. El. Dev. Vol 46, N°1, 1999.
- [31]: **A. Wakabayashi, Y. Mitani,** "K. Horio Analysis of gate-lag phenomena in recessed-gate GaAs MESFET's", IEEE Tran. El. Dev. Vol 49, N° 1, 2002.
- [32]: **K. Shenai, R.W. Dutton** "channel buffer interface phenomena in GaAs MESFET's fabricated by molecular beam epitaxie ", IEEE Tran. El. Dev, Vol 35, N° 5, 1988.
- [33]: **KAGHOUCHE Bessem** "Etude par tcad-silvaco d'une structure mos pour la réalisation de capteurs isfet : parametrestechnologiques et electriques" mémoire de magister Université Mentouri - Constantine 2010.
- [34]: **DIB Wassila** Née KAZI-TANI "modelisation des structures photovoltaïques : aspects fondamentaux et appliques" mémoire de Doctorat **UNIVERSITE** Abou bekr Belkïd de tlemcen 2011.
- [35]: **ATLAS User's** "Manual-device simulation software" volume 1.
- [36]: **KAZUSHIGE.H et A** "two-dimensional simulation of GaAs MESFETs with deep acceptors in the semi-insulating substrate» **article** September 1990.

