REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE LARBI BEN M'HIDI –OUM EL BOUAGHI
FACULTE DES SCIENCES EXACTES ET DES SCIENCES DE LA NATURE ET DE LA VIE
DEPARTEMENT DES SCIENCES DE LA MATIERE

N° d'orde :.....
Série :…….

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de
Doctorat en sciences
Spécialité : Sciences des matériaux
Option : Semi - conducteur

Thème :

ANALYSE DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

Par :
Kaddour Chahrazed

Soutenue le : 04 / 05 / 2015

Devant le jury composé de :

Président :	M .Zaabat	Professeur	Université Larbi Ben M'hidi- Oum El Bouaghi
Rapporteur :	C.Azizi	Professeur	Université Larbi Ben M'hidi- Oum El Bouaghi
Examinateur :	Y.Saidi	Professeur	Université 1 Constantine
Examinateur :	A.Chaabi	Professeur	Université 1 Constantine

Remerciement

Mes remerciements vont en particulier à Mme CHERIFA AZIZI , Professeur au Département des Sciences de la Matière, Faculté des Sciences Exactes et des Sciences de la Nature et de la Vie , Université Larbi Ben M'Hidi d'Oum El Bouaghi pour avoir accepter de m'encadrer ainsi que pour ses compétences scientifiques, ses conseils et ses qualités humaines m'ont permis de mener à bien ce travail.

Je remercie vivement Monsieur ZAABAT MOURAD pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de mémoire.

Mes remerciements vont également à Madame YASEMINA SAIDI d'avoir accepter d'être membre de jury.

Mes remerciements vont également à monsieur A.CHAABI d'avoir accepter d'être membre de jury.

J'exprime mes remerciements à :

Monsieur A. RABAH Maître de Conférences au Département de Biologie, Université d'Oum El Bouaghi .

Monsieur R. GUEMMINI, Professeur au Département des Sciences de la Matière, Université d'Oum El Bouaghi

Monsieur M. DRAIDI , Maître de conférences au Département des Sciences de la Matière, Université d'Oum El Bouaghi.

Monsieur I.ZEROUK , Maître de conférences au Département des Sciences de la Matière, Université d'Oum El Bouaghi.

Enfin je remercie infiniment tous mes collègues et ma famille qui m'a toujours aidée et encouragée pour poursuivre mes travaux.

Mercie à tous.

Notation

Notation

a Epaisseur de la zone active

L Longueur du canal

Z Largeur du canal

Nd Densité de donneurs dans le semi conducteur

Id , Vd , Vg Grandeurs intrinsèques du courant de drain ,tension de drain , et tension de grille respectivement

Ids Courant de drain

h Profondeur de la zone de charge d'espace formée dans le semi - conducteur .

Vgs Tension de grille.

Vds Tension de drain

Vdsat Tension de drain de saturation

Idsat Courant de drain de saturation

Vp Tension de pincement

Vth Tension de seuil

Vbi Tension de diffusion

q Charge d'électron $= 1.6\ 10^{19}\ C$

φm Travail de sortie du métal

φs Travail de sortie du semi conducteur

χ Affinité électronique du semi conducteur

Nv Niveau du vide

εo Permittivité du vide

ε_{GaAs} Constante diélectrique du GaAs

$\varepsilon = \varepsilon o \,.\, \varepsilon_{GaAs}$

E Champ électrique

E_F Energie de fermi

$\mu(E)$ Mobilité des électrons en fonction du champ électrique

v (E) Vitesse des électrons en fonction du champ électrique

vs Vitesse de saturation des électrons

μn Mobilité des électrons

μp *Mobilité des trous*

μo *Mobilité des électrons dans les faibles champs*

Jn *Vecteur densité de courant des électrons*

σ *Conductivité électrique*

n *Densité des électrons*

Gm *Transconductance*

Gd *Conductance*

Rs *Résistance parasite de source*

Rd *Résistance parasite de drain*

ZCE *Zone de charge d'espace*

Go *Conductance d'état stable*

Sommaire

Sommaire

I. Introduction générale

II. Chapitre I. Etat l'art des transistors à effet de champ

II.1.Introduction
II.2.JFET
II.2.1.Structure de JFET
II.2.2.Principe de fonctionnement
II.2.3.Caractéristiques de sortie Id-Vd

II.3.MESFET
II.3.1.Description du MESFET
II.3.2. Structure du MESFET
II.3.3.Propriétés physiques du matériau GaAs
II.3.4.La diode Schottky non polarisé
II.3.5. La diode Schottky polarisée en direct
II.3.6.La diode Schottky polarisée en inverse
II.3.7 .Principe de fonctionnement du MESFET
II.3.8.Pincement du canal de MESFET GaAs

II.4HEMT
II.4.1.La structure de HEMT
II.4.2.Principe de fonctionnement

II.5.MOSFET
II.5.1.Structure du MOSFET
II.5.2.Principe de fonctionnement
II.5.3.Caractéristiques de sortie du MOS canal N.

II.6.Les effets parasites dans le FET
II.6.1.Les effets d'avalanches
II.6.2. Les effets thermiques
II.6.3. Les effets de pièges
II.6.4. Pièges de substrat
II.6.5. Pièges de surfaces
II.6.6. Les sources de bruits
II.6.6.1 Bruits de diffusion
II.6.6.2. Bruit thermique

II.6.6.3. Bruit d'électrons chauds
II.6.6.4. Bruit de génération -recombinaison
II.6.6.5. Bruit d'avalanche

III .Chapitre II. Analyse des MESFET 's GaAs

III.1. Introduction

III.2. Modélisation du transistor MESFET GaAs
III.2.1. Hypothèses
III.2.2.Calcul du potentiel
III.2.3. Calcul du courant de drain dans le canal

III.3.Modèle analytique pour les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement faible Vp ≤3V
III.3.1.La conductance Gd et la transconductance Gm
III.3.2.Effet de la mobilité (1er modèle de la mobilité)
III.3.3.Effet des résistances parasites

III.4 .Modèle analytique pour les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement élevée Vp > 3V
III.4.1.Effet des résistances parasites
III.4.2.La conductance Gd et la transconductance Gm
III.4.3.Effet de la mobilité (2éme modèle de la mobilité)
III.4.4.Effet de la mobilité (3éme modèle de la mobilité)

III.5.Effet thermique sur les propriétés I-V (2éme modèle de I-V ; Vp >3V)
III.5.1.Effet thermique sur la mobilité

III.6.Effet thermique sur la conductance de drain et la transconductance
III.6.1.Effet thermique sur la conductance de drain Gd (2éme modèle Vp >3V)
III.6.2.Effet thermique sur la Transconductance Gm (2éme modèle Vp >3V)

III.7. Modèle de tangente hyperbolique pour les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement faible Vp ≤3V

IV .Chapitre III. Résultats et interprétation

IV.1. Introduction

IV.2.Modélisation du transistor MESFET GaAs
IV.2.1.Premier modèle analytique pour les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement faible Vp ≤ 3V
IV.2.2.Deuxième modèle analytique pour les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement élevée Vp > 3V
IV .2.2.1.Validité de 2 éme modèle (Vp > 3V)
IV.2.2.2.Effet des résistances parasites sur le 2 ^{éme} modèle pour les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement élevée Vp> 3V
IV.2.2.3.Conductance de drain et transconductance
IV.2.2.4.Influence de la mobilité sur les caractéristiques (I-V) :
IV.2.2.4.a. Les Lois de la mobilité des porteurs
IV.2.2.4.a. 1.Premier modèle de la mobilité
IV.2.2.4.a. 2. Deuxième modèle de la mobilité (1er modèle de Gaughy Thomas
IV.2.2.4.a. 3 Troisiéme modèle de la mobilité (2 éme modèle de Gaughy Thomas)

IV.3.Effet thermique sur les propriétés I-V

IV.4.Effet thermique sur la conductance de drain et la transconductance
IV.4.1.Effet thermique sur la conductance de drain
IV.4.2.Effet thermique sur la transconductance

IV.5.Modèle I-V de la tangente hyperbolique

Conclusion générale
Références bibliographiques
Résumé
Abstract
ملخص

Introduction générale

I. Introduction générale

Historiquement, Le transistor à effet de champ (TEC) est un des composants majeurs utilisés dans les dispositifs électroniques .Le principe de fonctionnement a été décrit pour la première fois par W. Shockeley en 1952 [1]. Il proposait un nouveau type de composant semi-conducteur ayant la particularité d'être unipolaire (un seul type de porteurs intervenant dans le fonctionnement) . Le principe de ce composant était basé sur l'existence d'un canal conducteur dont la conductance pouvait être modulée par application d'un champ électrique perpendiculaire à la direction du courant. Sur ce principe , il a été imaginé différentes structures de transistors à effet de champ correspondant à différents contacts de grille . Les principales sont :

- Le JFET (Junction Field Effect Transistor) : grille à jonction PN .

- Le MOSFET (Metal Oxyde Semi-conductor Field Effect Transistor) : grille métallique isolée de la couche active par un oxyde isolant .

- Le MESFET (Metal Semi-conductor Field Effect Transistor) : grille métallique à barrière Schottky .

Les premiers transistors furent élaborés en silicium . Cependant, bien que ce matériau possède de nombreuses qualités (structure simple, peu onéreux , facile à réaliser), il fut remplacé en 1966 [2] par l'Arséniure de Gallium (GaAs). Ceci a permis l'utilisation des transistors à effet de champ aux fréquences micro-ondes , et en premier lieu le MESFET. En effet , l'arséniure de gallium possède de nombreux avantages :

- Mobilité électronique six fois plus élevée : 0.5 $m^2 V^{-1} S^{-1}$ pour GaAs et 0.08 $m^2 V^{-1} S^{-1}$ pour le silicium . C'est une propriété indispensable pour la montée en fréquence.

- Tensions de polarisation plus petites, donc diminution de la puissance dissipée.

- Possibilité de réaliser des topologies de composants à hétéro jonctions plus performants.

Le but de ce travail est de faire une analyse sur le transistor à effet de champ particulièrement sur le MESFET GaAs et de faire une modélisation et

simulation numérique pour déterminer les caractéristiques statiques du transistor à effet de champ à barrière Schottky à l'arséniure de gallium.

Le premier chapitre est consacré en détaille à la structure et le principe de fonctionnement des composants à effet de champ de type JFET, MESFET, MOSFET et HEMT, les phénomènes physiques qui régissent les performances des ces composants ainsi que les propriétés physiques de la diode Schottky .

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la modélisation physique non linéaire des caractéristiques statiques du transistor MESFET GaAs. Cette modélisation prend en considération l'ensemble des phénomènes physiques spécifiques à ce composant. Une formulation analytique des principaux mécanismes statiques est effectuée et permet d'aboutir à un modèle mathématique du transistor MESFET GaAs avec une tension de pincement élevée et nous présentons aussi un modèle analytique pour les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement faible.

Le dernier chapitre de ce mémoire présente l'ensemble des résultats de la simulation des caractéristiques statiques des transistors MESFET GaAs pour des valeurs de tension de pincement différentes. Au cours de cette présentation, l'interprétation des résultats obtenus est faite en détaille, avec une comparaison entre les résultats des modèles proposés et ceux de l'expérience existants dans la littérature.

Chapitre I

II.Chapitre I. Etat l'art des transistors à effet de champ (MESFET,JFET,MOSFET,HEMT)

II.1.Introduction

Dans un **T**ransistor à **E**ffet de **C**hamp à jonctions (TEC) le courant est :

- créé par le déplacement d'un seul type de porteurs : les majoritaires (composant unipolaire)
- modifié par un champ électrique appliqué transversalement au sens de déplacement des porteurs.

Comparaison au transistor bipolaire [3]:

- Fonctionnement lié au déplacement d'un seul type de porteurs (les porteurs majoritaires : électrons ou trous) ; composant unipolaire.
- Simple à fabriquer, surface réduite (plus haut niveau d'intégration).
- Facteur de bruit inférieur au transistor bipolaire.

Le transistor à effet de champ à jonction est un premier exemple de transistor unipolaire.

II.2.JFET

II.2.1.Structure de JFET

Le transistor à effet de champ à jonctions comporte trois électrodes :

- une électrode qui injecte les porteurs dans la structure : la **source**.
- une électrode qui recueille les porteurs : le **drain**.
- une électrode ou est appliqué la tension de commande : la **grille**.
- La partie de semi conducteur située sous la grille est souvent appelée le **canal**.

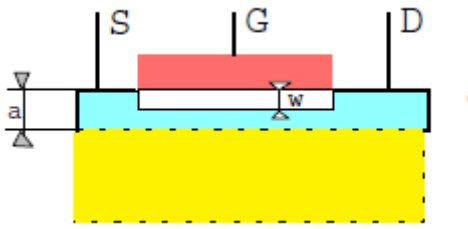


Figure 1.a. Structure du transistor JFET

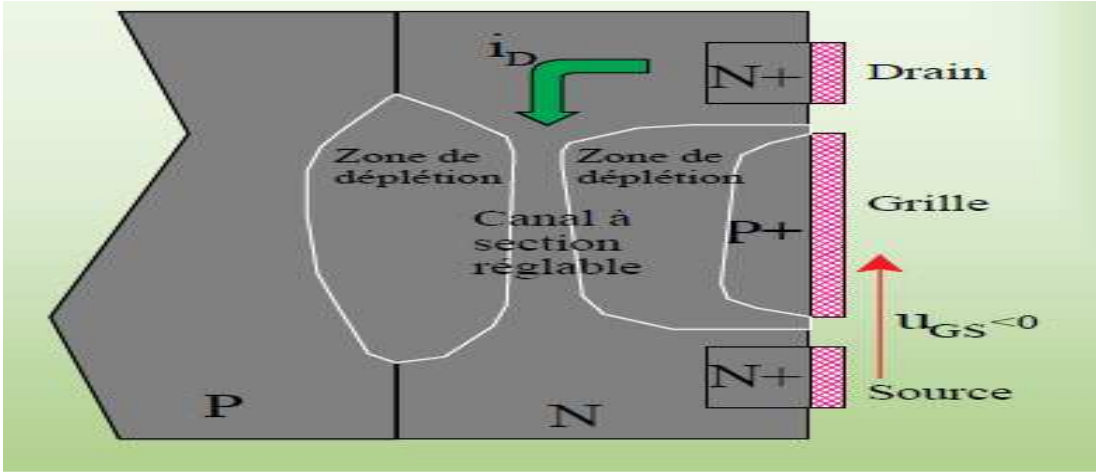


Figure 1.b.Coupe schématique du JFET [4].

Il existe deux types de transistors JFET :

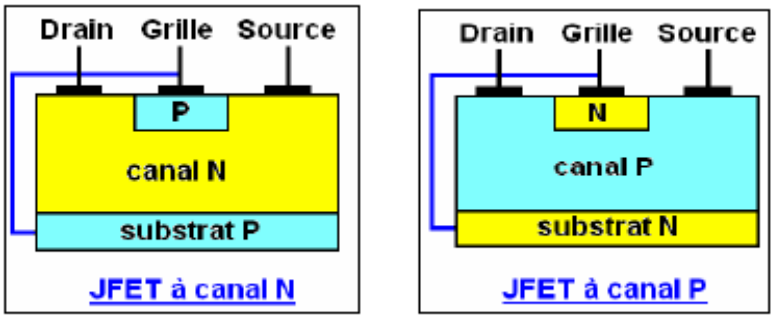


Figure 2.Types du JFET [5].

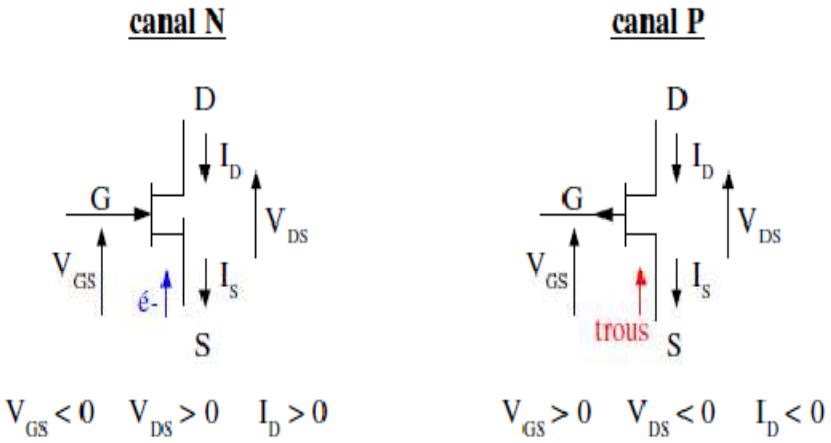


Figure 3. Représentation symbolique du transistor JFET [3]

II.2.2.Principe de fonctionnement

En fonctionnement normal, la jonction Grille-Canal est polarisée en inverse : Le courant d'entrée Ig est donc négligeable. Le courant de Drain = le Courant du canal.

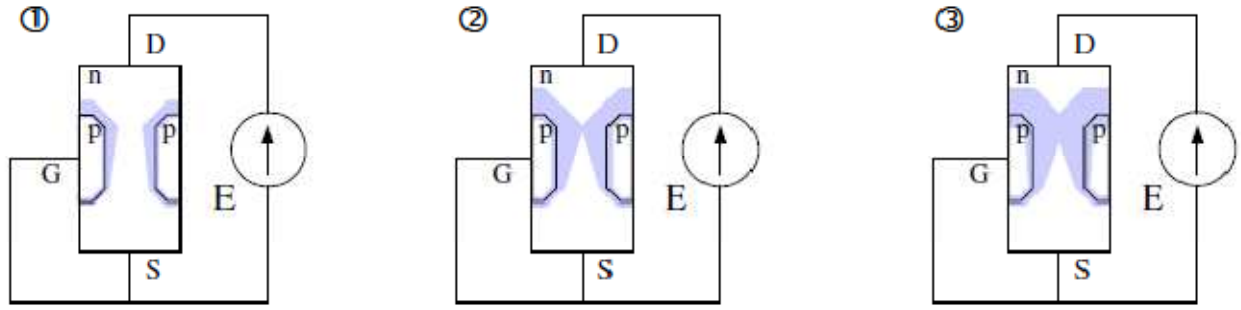


Figure 4.principe de fonctionnement du JFET [3]

Pour les tensions VDS faibles, le canal se comporte comme une résistance ohmique dont la valeur est fonction de sa section et donc de la tension inverse entre la grille et la source. Le JFET est alors équivalent à une résistance commandée par une tension. Pour une valeur VP suffisamment négative de VGS, la conduction s'annule. On dit que le canal est « pincé » et que VP est la tension de pincement.

II.2.3.Caractéristiques de sortie Id-Vd

En l'absence de tension VGS = 0

*Le canal drain-source conduit proportionnellement avec l'augmentation de la tension VDS (Le transistor se comporte comme une résistance**) [Zone Ohmique 1]** [6].Pour une certaine valeur de **V**DS, le courant de drain Id cesse de croître et devient constant.C'est la tension de saturation ou Vdsat (tension de saturation) qui correspond au courant de saturation Id que l'on appelle **Idss [Zone de saturation 2]** [6].

*Si VGS < 0

La jonction grille - canal est bloquée. La zone de charge de cette jonction vient réduire la section effective du canal. La résistance du canal augmente à mesure que l'on augmente | VGS |.

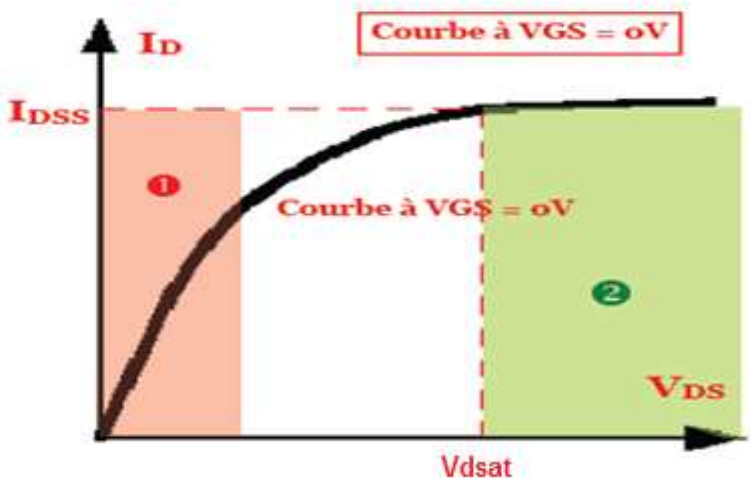


Figure 5. Caractéristiques de sortie Id-VDS à V GS constante [6]

Le JFET se comporte alors comme une résistance dont la valeur est contrôlée par VGS.

Pour une tension VGS = VP , la zone de charge d'espace envahit tout le canal et le courant ne circule plus dans le canal. VTH est la tension de seuil du JFET.

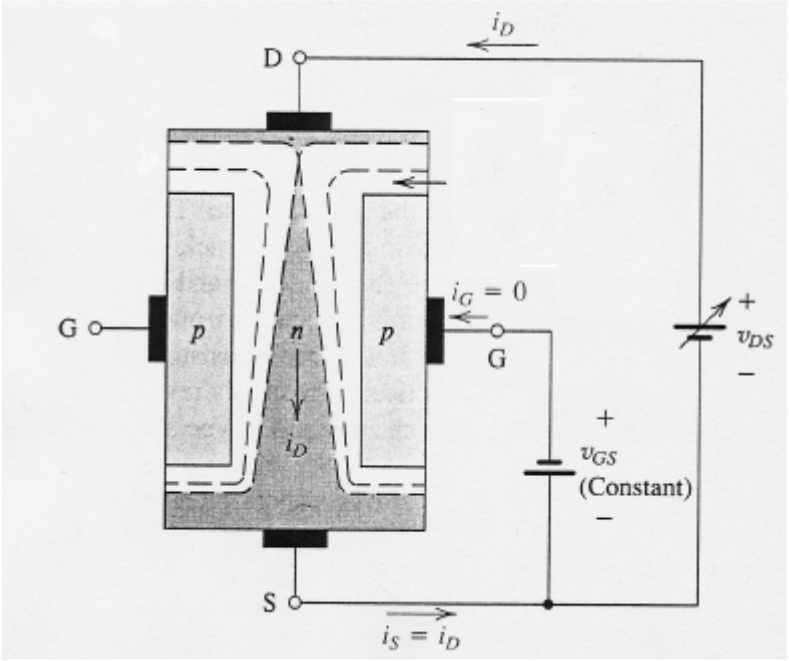


Figure 6. Phénomène de pincement dans un JFET (canal N)

II.3.MESFET

II.3.1.Description du MESFET

Les transistors à effet de champ métal/semi conducteur MESFET sont fabriqués, en général , en matériaux semi conducteurs III –V ,de type N comme l'arséniure de gallium GaAs.Les mobilités très élevées des porteurs de charge dans GaAs contribuent à abaisser les résistances en série à la source et au drain qui s'ajoutent à la résistance du canal modulé par la tension de grille .En outre , les électrons atteignent des grandes vitesses de dérivé à saturation .Cela permet donc d'augmenter la fréquence de coupure des dispositifs construits sur ce principe.

II.3.2. Structure du MESFET

La structure du transistor à effet de champ à barrière Schottky est représentée dans la figure 7. Elle est semblable à celle du JFET mais la jonction grille canal est remplacée par une barrière Métal-Semi conducteur. Dans l'état de l'art, 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 deux zones N^+ sont ajoutées par implantation ionique ou par diffusion. Elles permettent le contact avec les électrodes métalliques de drain et de source . La couche active est généralement une couche du type N qui repose sur un substrat semi-isolant.

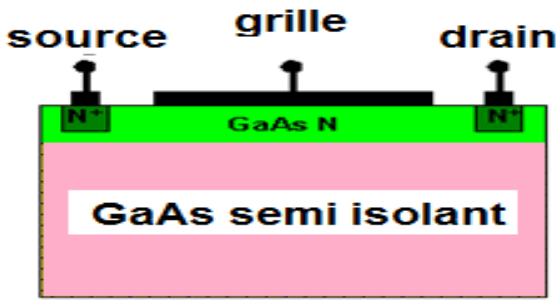


Figure 7. Structure du MESFET GaAs [7]

II.3.3.Propriétés physiques du matériau GaAs

L'industrie des technologies hyperfréquence travaille depuis de nombreuses années avec le transistor MESFET. Celui-ci était jusqu'à présent réalisé principalement en Arséniure de Gallium. L'arséniure de gallium GaAs est un

semi conducteur de type III-V composé de l'élément gallium (Ga) de la colonne III et de l'élément arséniure (As) de la colonne V du tableau périodique des éléments [8] . Le GaAs a été obtenu par Goldschmidt en 1929 , mais les premières propriétés électroniques rapportées des composants III-V comme des semi conducteurs ne sont apparues qu'en 1952 [8] .

Le Tableau 1 [9] présente les principales propriétés du Silicium (Si), de l'Arséniure de gallium (GaAs), de Nitrure de Gallium (GaN) et du Carbure de Silicium (SiC) pour une densité de donneurs N_d de 10^{17} atomes/cm^3.

	Gap Eg (eV)	Champ de claquage ($MV.cm^{-1}$)	Mobilité électronique μ_n ($cm^2.V^{-1}.s^{-1}$)	Vitesse de saturation ($cm.s^{-1}$)	Conductivité Thermique ($W.cm^{-1}.K^{-1}$)
Si	1.12	0.25	800	$1x10^7$	1.5
GaAs	1.43	0.4	4900	$1x10^7$	0.54
GaN	3.4	3	1000	$1.5x10^7$	1.3
SiC	3.3	2.2	560	$2x10^7$	3.7

Tableau 1 : Comparaison des propriétés du Si, de l'GaAs, du GaN et du SiC.

La diode Schottky, ne présentant pas de charges stockées, présente des vitesses de réponse beaucoup plus élevées que la jonction PN. Pour accroître encore la fréquence maximale de fonctionnement, on cherche des mobilités de porteurs importantes. La mobilité des électrons (toujours supérieure à la mobilité des trous) est beaucoup plus élevée dans les III / V (GaAs) que dans le silicium. Cependant le fonctionnement des MESFET en III / V est beaucoup plus complexe.

La mobilité des électrons (μn) et des trous (μp) sont des paramètres physiques prépondérants pour les dispositifs microondes. En particulier, ils influent sur les performances RF, la transconductance (Gm) et le gain en puissance des transistors MESFETs de puissance [9].

Le champ électrique critique et la conductivité thermique sont les paramètres physiques d'un semi-conducteur qui fixent les performances en termes de puissance maximum d'un composant actif. De plus, le champ électrique d'avalanche fixe la limite fondamentale de fonctionnement d'un composant de puissance [9].

II.3.4.La diode Schottky non polarisée [7]

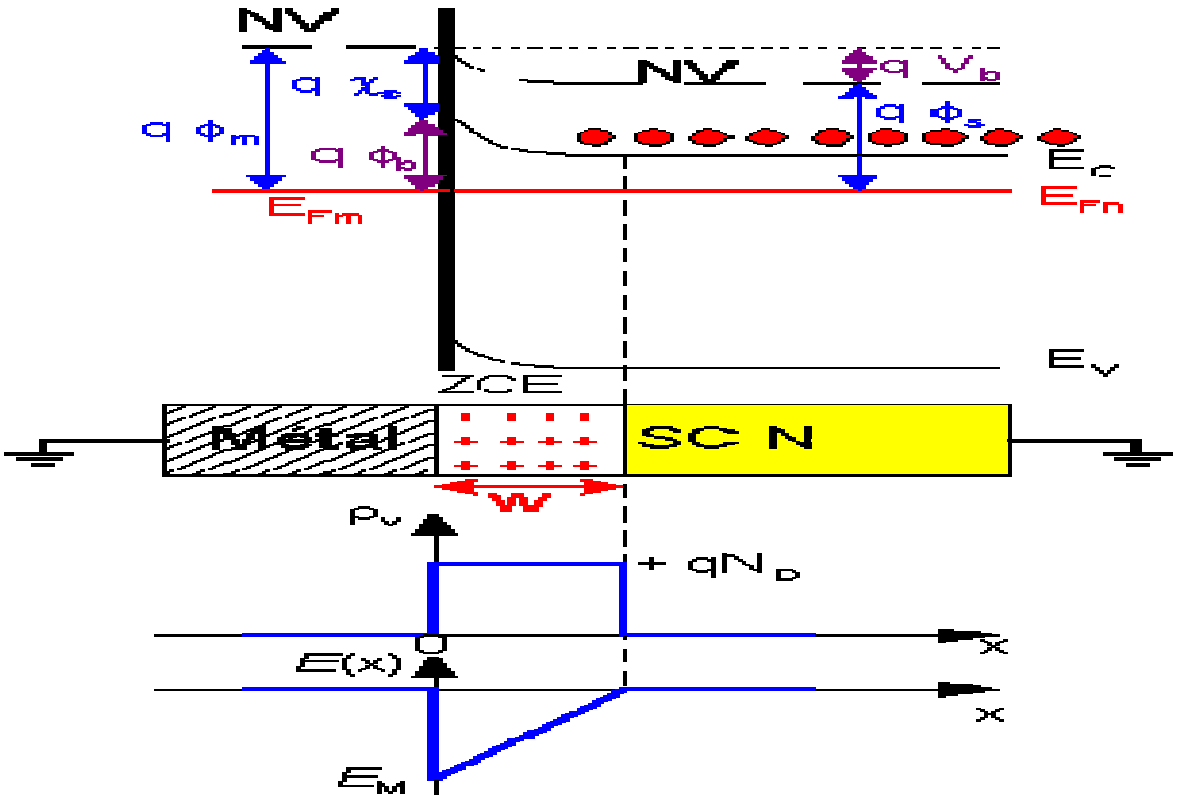


Figure 8.Diode Schottky non polarisé

Structure M-SC 'N' avec $q\phi_m > q\phi_s$ **Nous avons** vu que :

Pour extraire un électron du niveau de fermi du métal et l'amener dans le vide , il faut lui fournir une énergie q φm et pour extraire un électron de la bande de conduction du semi conducteur et l'amener dans le vide il faut lui fournir une énergie q χ_s

Dans le sens Métal --->SC il existe : $q\phi_b = q\phi_m - q\chi_s$

Dans le sens SC--->Métal il existe : $qV_b = q\phi_m - q\phi_s$

- On suppose que :

- Le dopage N_D du semi conducteur est **constant**.
- La surface S de la structure est plane.
- La ZCE d'épaisseur W est totalement dépourvue de porteurs majoritaires.
- La densité d'états de surface est négligeable.

La loi de poisson:

$$\frac{dE}{dx} = \frac{q\,Nd}{\varepsilon}$$

Imaginons que le métal et le semi conducteur soient séparés par un intervalle très faible que l'on fait tendre vers une distance inter atomique , il faut fournir l'énergie q φm pour extraire l'électron du métal .Cet électron restitue l'énergie q χ_s en entrant dans le semi conducteur , il en résulte qu'au niveau de l'interface, la barrière de potentiel que doit franchir l'électron pour passer du métal dans le semi conducteur est donné par q ($\varphi_m - \chi_s$).

Vbi est appelé la tension interne ou tension de diffusion que présente la barrière de potentiel des électrons qui circulent du semi conducteur vers le métal .

Lorsque le métal et le semi conducteur sont en contact , les électrons du semi conducteur transitent vers le métal tandis que le niveau de fermi du système est aligné . par conséquent , une zone de déplétion d'ions donneurs ionisés se crée dans le semi conducteur et dans le métal , il apparaît une accumulation d'électrons à l'interface , à cette double charge d'espace sont associés un champ électrique et une tension de diffusion Vbi qui comme dans la jonction p-n , équilibrent les forces de diffusion et déterminent l'état d'équilibre . Notons que le nombre de charges positives développées dans le semi conducteur est égal au nombre de charges négatives développées dans le métal .

II.3.5.La diode Schottky polarisée en direct [7]

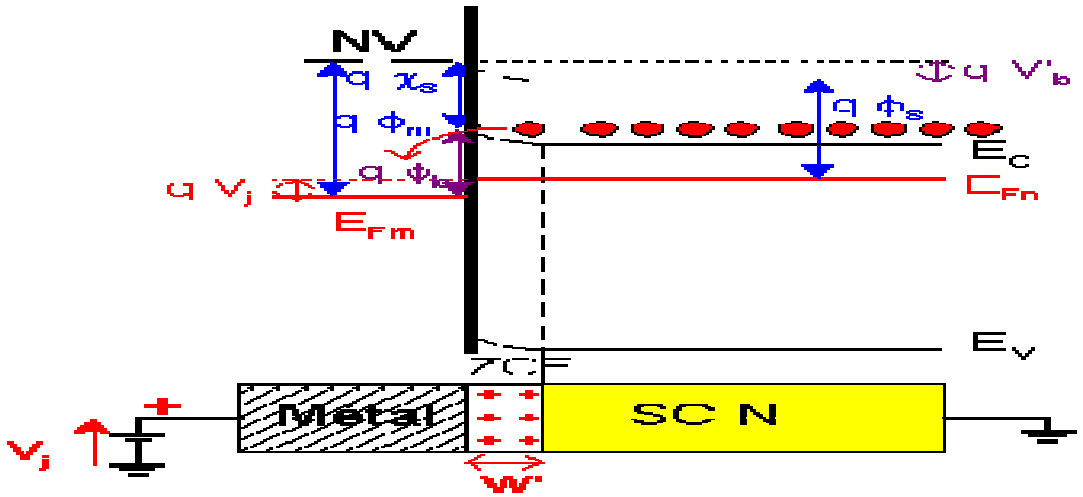


Figure 9.Diode Schottky polarisée en direct

Appliquons sur le métal une **tension** $V_j > 0$ par rapport au semi conducteur.

Le Niveau de FERMI du métal va "descendre" de qV_j **par rapport** au niveau de fermi du semi conducteur (potentiel $V_j > 0$ appliqué sur une charge -q)

- Dans ces conditions :

- la hauteur de barrière Métal--> SC reste la même : $q\phi_b$
- l'énergie de la barrière de potentiel SC---> métal devient :

$$qV'_b = qV_b - qV_j \textbf{ (eV.)}$$

La barrière de potentiel du semi conducteur vers le métal diminue alors que la barrière du métal vers le semi conducteur reste inchangée .les électrons diffusent du semi conducteur vers le métal et créent un courant du métal vers le semi conducteur. C'est une polarisation directe.

II.3.6.La diode Schottky polarisée en inverse [7]

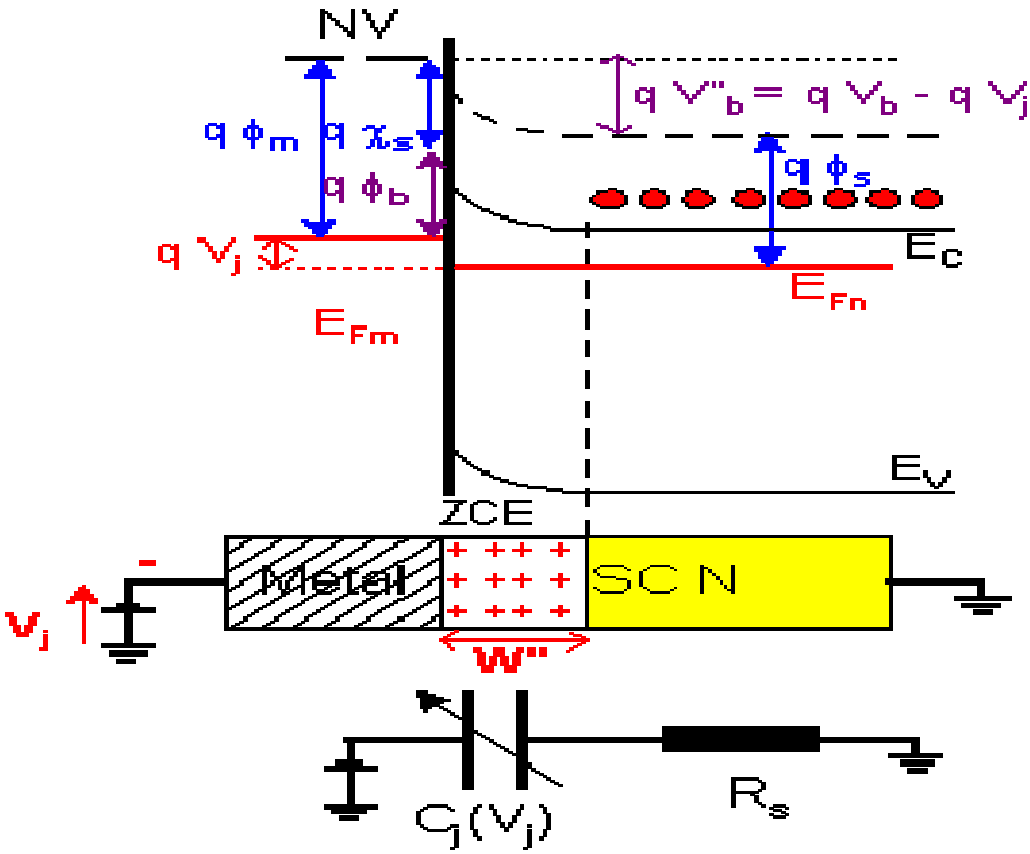


Figure 10. Diode Schottky polarisée en inverse

On **porte** le métal à un potentiel inférieur à celui du semi conducteur ($V_j < 0$) :

Le Niveau de fermi du métal va "monter" de qV_j par rapport au niveau de FERMI du semi conducteur (potentiel $V_j < 0$ appliqué sur une charge -q) .

- Dans ces conditions :

- la hauteur de barrière Métal--> SC reste la même : $q\phi_b$
- l'énergie de la barrière de potentiel SC---> métal devient :

$$qV''_b = qV_b - qV_j \ \textbf{(eV)}$$

Donc, la bande de conduction du semi conducteur est abaissée, ce qui augmente la hauteur de la barrière qui s'opposait à la diffusion des électrons .la structure est polarisée en inverse .la structure métal – semi conducteur avec avec $q\phi_m > q\phi_s$ constitue donc un contact redresseur .c'est une diode schottky .

II.3.7 .Principe de fonctionnement du MESFET **[10]**

Le principe de fonctionnement du MESFET GaAs est basé sur la modulation de la conductance entre deux contacts ohmiques appelés "Source" et "Drain", par l'action électrostatique d'une électrode de commande dénommée "Grille". La variation de cette conductance est proportionnelle au nombre de porteurs libres dans le canal, et donc au courant entre source et drain. C'est l'effet d'amplification transistor qui permet de transformer un faible signal appliqué sur la grille en un signal plus fort récupéré sur le drain.

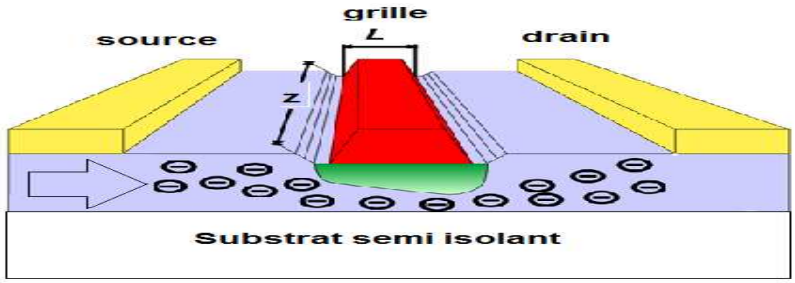


Figure 11 . Transistor à effet de champ à grille Schottky, le MESFET [11]

II.3.8.Pincement du canal de MESFET GaAs

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.

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 (figure 9), 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 (***Vp***).

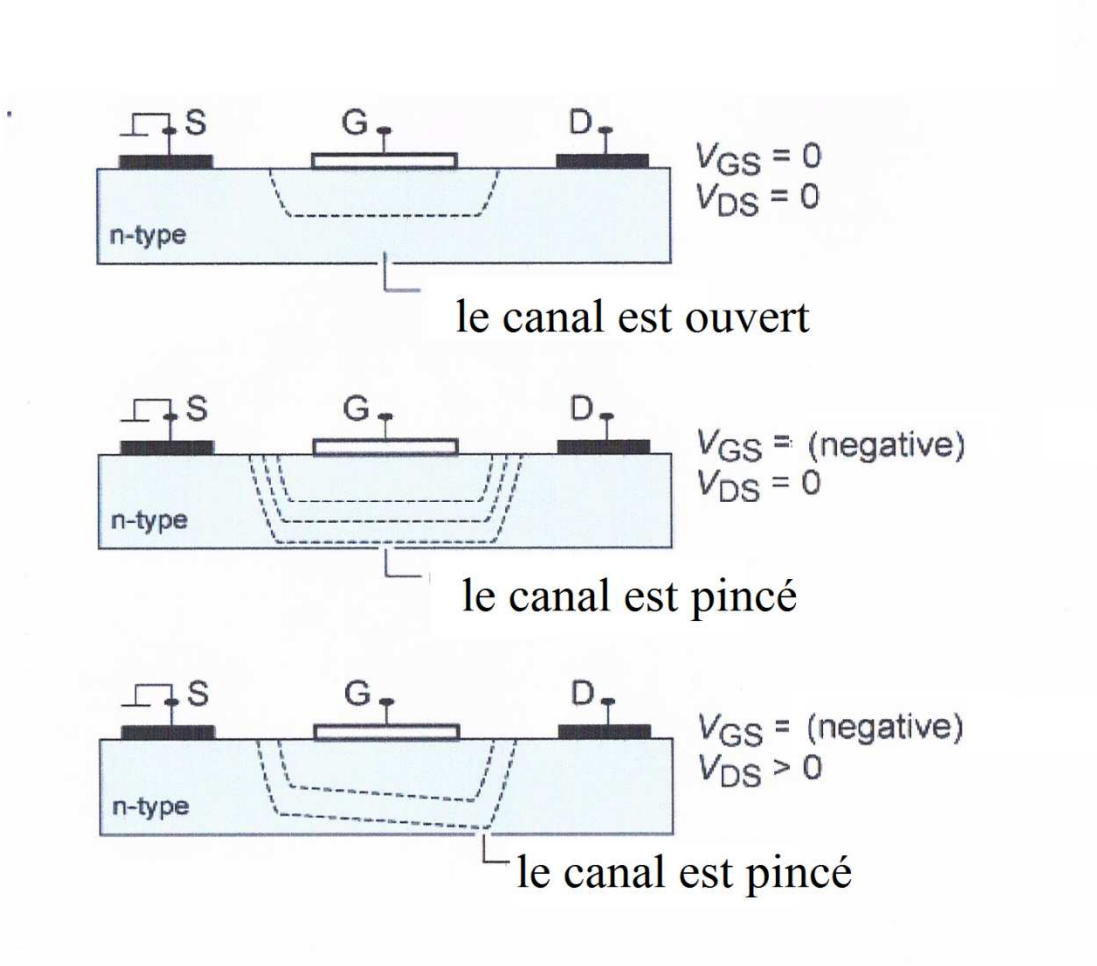


Figure 12[10]**.** Pincement du canal de MESFET en fonction de Vd.

II.4HEMT

Les HEMTs sont très prometteurs pour l'électronique de puissance et de haute fréquence grâce à leur gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG) de forte densité et de haute mobilité ainsi qu'à leur champ de claquage très élevé (Le champ de claquage noté Ec, unité :V/cm) est la valeur du champ électrique maximum que peut supporter le matériau).

II.4.1.La structure de HEMT [12]

La structure HEMT est typiquement constituée de l'empilement de couches (Figure 13) .

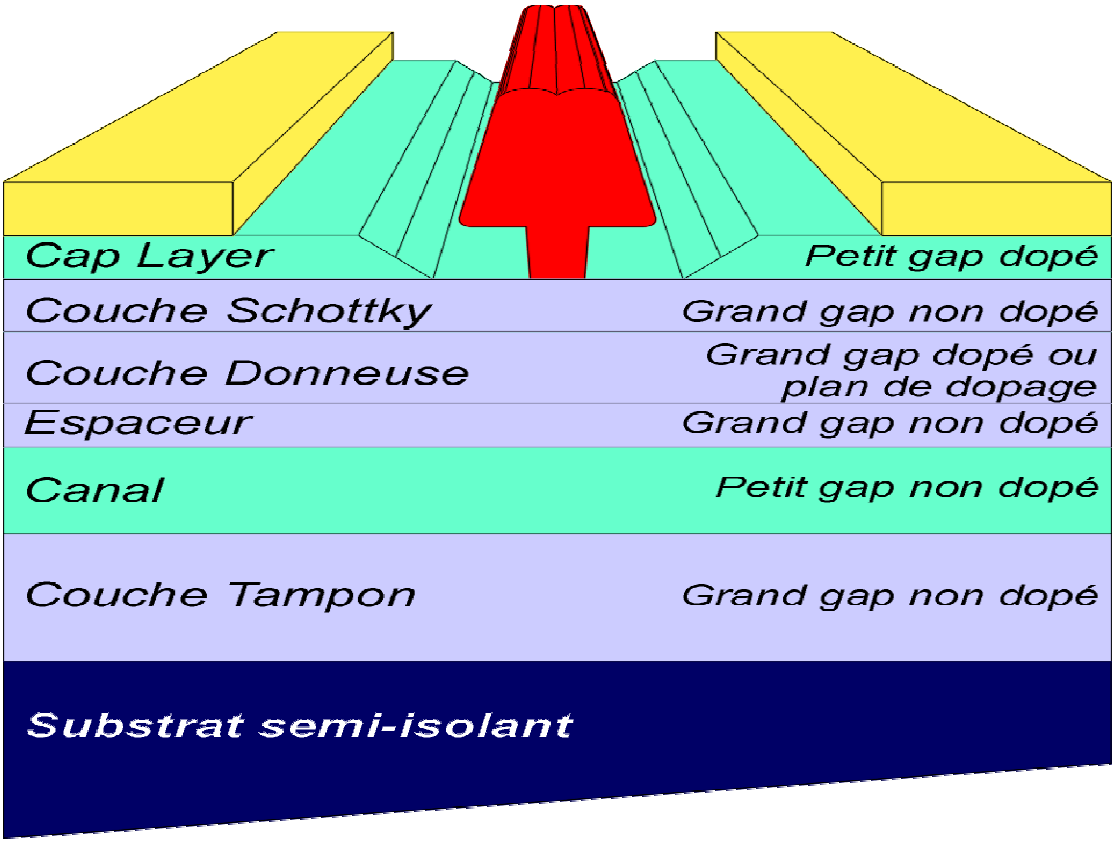


Figure 13: Description schématique d'une hétéro structure HEMT.

Elle est constituée essentiellement de :

*La couche superficielle (appelée *Cap Layer*) est formée par un matériau de faible bande interdite, pour permettre la réalisation des contacts ohmiques de source et de drain. Cette couche est généralement fortement dopée afin de diminuer la valeur des résistances de contact et donc celle des résistances d'accès.

*La couche à grand gap non dopée est destinée à la réalisation du contact Schottky de grille, qui est déposé après gravure du *Cap Layer* .

*La couche de matériau à grand gap dopé a pour rôle de fournir les électrons libres à la structure ; c'est la couche donneuse. Ce dopage, pouvant être volumique, est généralement réalisé par un plan de dopage silicium.

* L'espaceur , une couche de matériau à grand gap non dopé , permettant de séparer les atomes donneurs d'électrons de la couche donneuse, des électrons du canal. Les interactions à distance électrons-impuretés sont ainsi réduites. Plus cette couche sera épaisse, meilleure sera la mobilité des électrons dans le canal. A l'inverse, le transfert des électrons de la couche donneuse dans le canal est favorisé par un espaceur fin.

*Le canal est constitué d'un matériau à petit gap non intentionnellement dopé. Cette couche, importante dans la mesure où elle reçoit le gaz bidimensionnel d'électrons, déterminera les performances du composant à travers les propriétés de transport des électrons dans le matériau.

*Une couche tampon, communément appelée *buffer*, permet d'améliorer le confinement des électrons dans le canal en réduisant l'injection des porteurs vers le substrat. Cette couche permet également d'avoir un matériau de base de bonne qualité cristallographique nécessaire à la croissance des autres couches.

Enfin, le substrat semi-isolant (SI) est un matériau binaire qui identifie la filière (GaAs, InP).

II.4.2.Principe de fonctionnement du HEMT

La grille est polarisée négativement par rapport à la source : la barrière Schottky est en inverse. Le drain est polarisé positivement par rapport à la source.

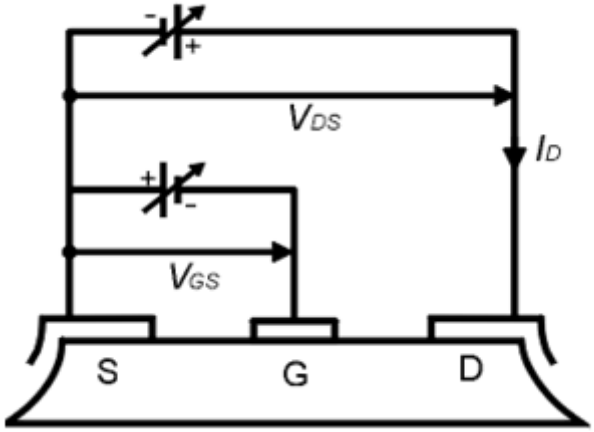


Figure 14.Polarisation d'un transistor HEMT

Le principe de fonctionnement du HEMT est basé sur la modulation de la conductance entre les deux contacts ohmiques source et drain, par l'action électrostatique d'une électrode de commande dénommée grille (jonction de type Schottky) pouvant contrôler en nombre la densité de porteurs présents dans le gaz bidimensionnel. La variation de cette conductance est proportionnelle au nombre de porteurs libres dans le canal, et donc au courant entre source et drain. L'hétérojonction repose sur le principe de création et de contrôle d'un gaz d'électrons dans un matériau faiblement dopé où les électrons peuvent se déplacer plus rapidement (mobilité d'électrons élevée).

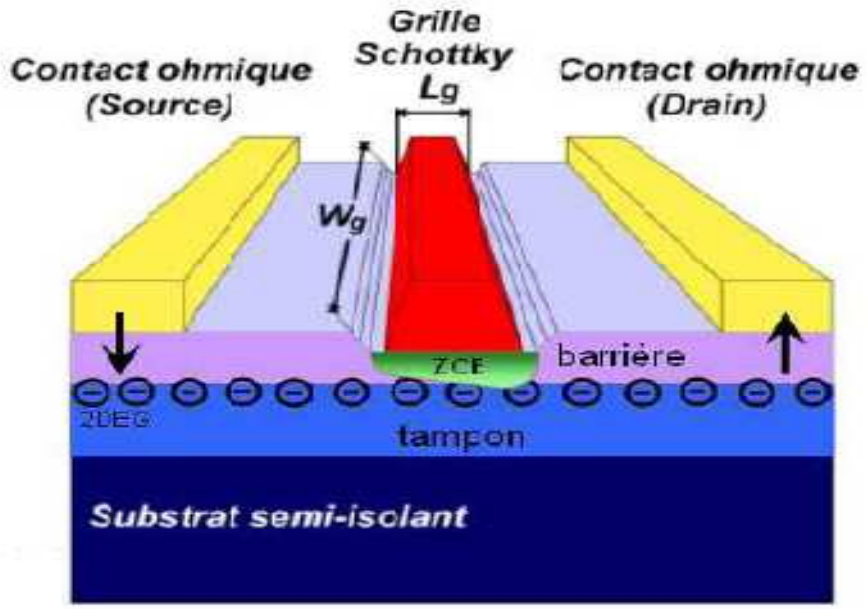


Figure 15.Fonctionnement d'un transistor HEMT

II.5.MOSFET

Les premiers transistors à effet de champ étaient de type à jonction ou JFET, mais au milieu des années 70 un nouveau type apparut : le MOSFET (Metal Oxyde Semi conductor Field Effect Transistor) qui connut un très important développement, notamment dans les circuits intégrés numériques. En 1977, fut introduit le premier transistor MOSFET de puissance [13].

II.5.1.Structure du MOSFET

Sur un substrat dopé P sont diffusées deux zones très dopées N^+ formant le drain et la source reliées par un canal dopé N. Il existe également des MOS avec un canal P et qui fonctionnent avec des tensions et des courants opposés à ceux ayant un canal N. Une très fine couche (0,1µm) d'oxyde $Si0_2$ [10], qui est un excellent isolant électrique, est créée à la surface du substrat de manière à recouvrir la zone qui s'étend entre le Drain et la Source. Sur cette couche isolante, on dépose une couche d'aluminium pour former l'électrode de grille. Des contacts métalliques sont également prévus au niveau de la Source, du Drain et du substrat. On obtient donc un dispositif à 4 électrodes : source, drain, grille, substrat.

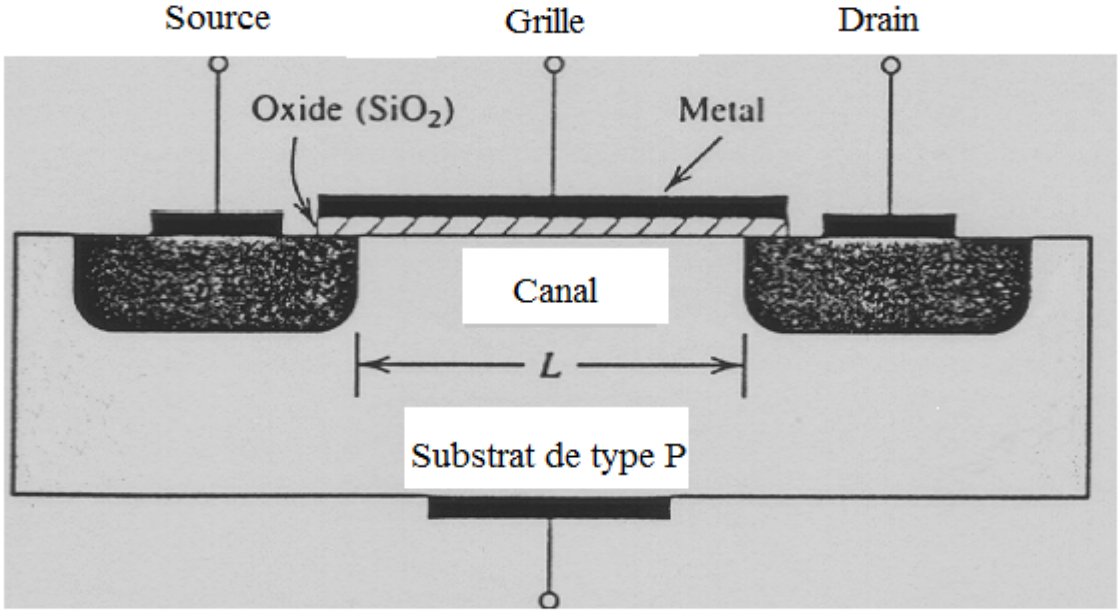


Figure 16.Structure physique d'un transistor MOS canal N[13]

II.5.2.Principe de fonctionnement du MOSFET

Il existe également des MOS avec un canal P et qui fonctionnent avec des tensions et des courants opposés à ceux ayant un canal N.

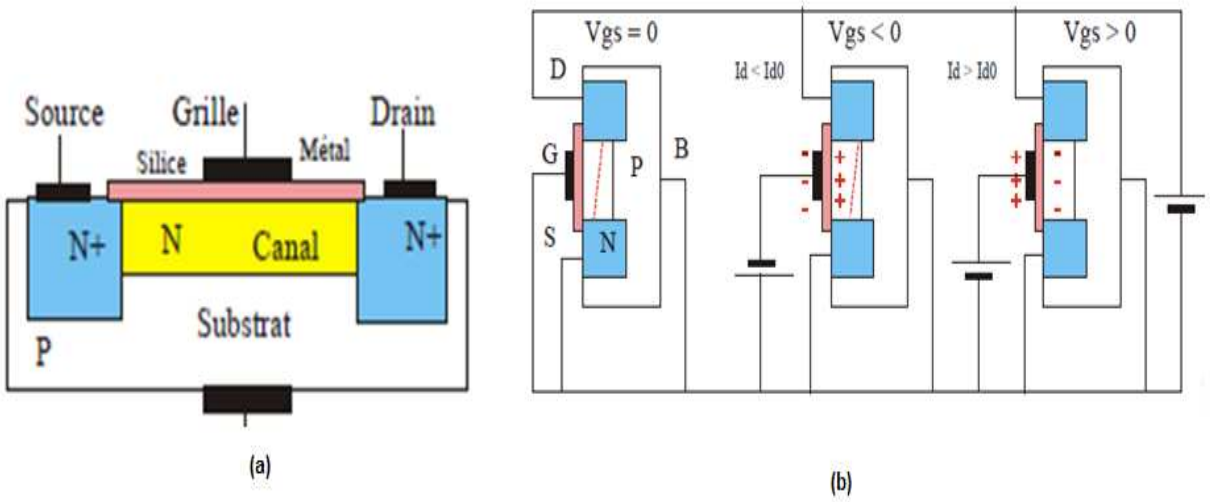


Figure 17. Principe de fonctionnement du MOSFET à enrichissement canal N [13]

Le principe de fonctionnement de MOSFET consiste à moduler, par la tension de grille, la conductivité du canal drain source résultant de la couche d'inversion créée à la surface du semi conducteur. En effet, quand la capacité MOS est en régime d'inversion, un canal « N » à la surface du semi conducteur relie la source et le drain.

Pour une tension V_{GS} nulle et sous l'action de la tension drain-source, un courant drain ID circule dans le canal. Sa section diminue quand on se rapproche du drain.

Si V_{GS} est négative, on induit par effet capacitif des charges positives dans le canal et donc des recombinaisons : la population en électrons diminue et la conduction du canal diminue. Le potentiel du canal est d'autant plus positif que l'on se rapproche du drain.

Au contraire, si V_{GS} est positive la zone appauvrie en porteurs régresse dans le canal et le courant drain augmente. Selon la valeur de la tension grille-source, le canal est plus ou moins conducteur.

II.5.3.Caractéristiques de sortie du MOS canal N.

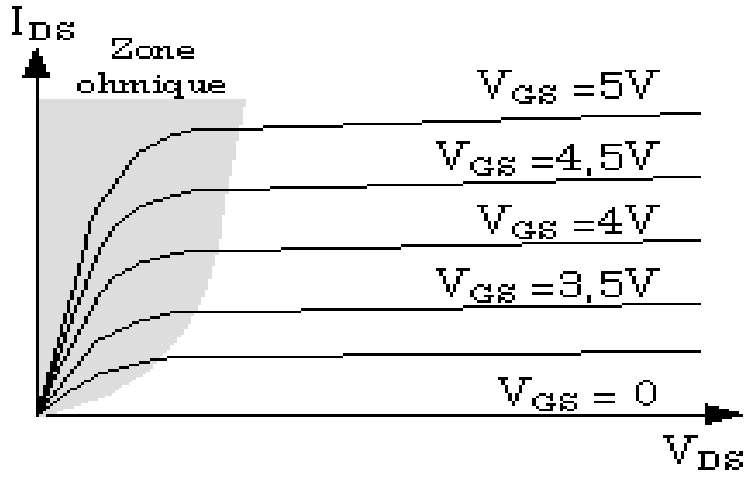


Figure 18.Caractéristique de sortie du MOS canal N.

La caractéristique de sortie est similaire à celle d'un JFET, sauf que le courant de drain pourra atteindre plusieurs ampères pour des composants de puissance. On note la zone en fonctionnement ohmique, tout à fait similaire à celle des JFETs, et permettant les mêmes applications.

P-MOS et N-MOS

P-MOS : conduction par trous
N-MOS : conduction par électrons

Le N-MOS est plus rapide que le P-MOS à cause de la mobilité des électrons qui est supérieure à celle des trous.

Le principal intérêt des MOS est qu'ils ne consomment pas de courant continu sur les entrées (la grille étant isolée).

II.6.Les effets parasites dans le FET :

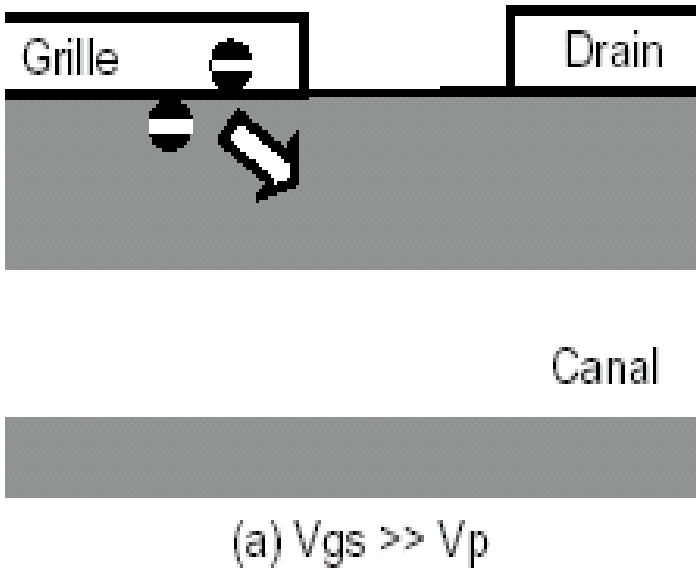
L'effet fondamental d'un transistor à effet de champ est la source de courant Ids commandée par la tension de grille. Cependant des effets dispersifs limitent le fonctionnement des transistors et diminuent les performances statiques et hyperfréquences de ces transistors [14] . Pour la réalisation d'une

conception optimisée des circuits , ces effets doivent être connus et modélisés. Les principaux effets limitatifs sont les effets d'avalanches , thermiques , de pièges et de bruit .

II.6.1.Les effets d'avalanches

Dans les dispositifs à effet de champ , deux types d'avalanches peuvent être mis en évidence : avalanche par effet Kink et avalanche par ionisation par impact . L'avalanche par effet Kink se produit pour une tension Vgs supérieure à la tension de pincement du canal (Vp) et une tension Vds importante (Ids = Idsat) . L'effet KINK est lié à la présence de pièges de surface dans le semi-conducteur [15] .

L'avalanche par ionisation par impact se produit pour une tension Vds élevée et une tension Vgs proche du pincement du canal. Les électrons circulant dans le canal sont accélérés par le champ électrique. Si celui-ci est suffisamment grand , les électrons en percutant les atomes du cristal libèrent des paires électrons - trous. Les trous sont collectés par l'électrode de grille et les électrons par l'électrode de drain. Ce type d'avalanche peut provoquer une émission de lumière [16] .



(a) Vgs >> Vp

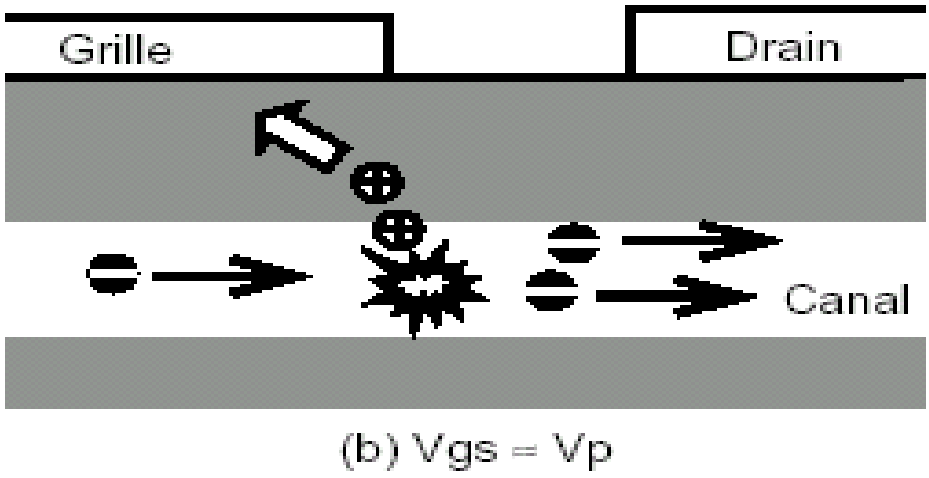


Figure 19(a) et (b) . Mécanismes des phénomènes d'avalanches [17].

II.6.2. Les effets thermiques [18]

Les effets thermiques dans les transistors , vont induire des variations dynamiques lentes. L'état thermique résulte de la température ambiante et de l'auto- échauffement du composant. Dans les TECs , la génération de chaleur est essentiellement due à l'effet Joule et est égale à la puissance électrique dissipée [19]. L'augmentation de la température interne du composant entraîne une diminution de la mobilité des porteurs. Il en résulte une chute du courant de drain entraînant une diminution de la transconductance de sortie.

II.6.3. Les effets de pièges [20]

Les effets de pièges dans les composants semi-conducteurs sont dus à la présence d'impuretés et de défauts cristallins. Ils génèrent des états intermédiaires d'énergie dans la bande interdite pouvant être occupés par des porteurs. Les temps de capture et d'émission des porteurs par les pièges sont compris entre 1 ns et plusieurs secondes . Ces pièges vont générer des courants transitoires avec des constantes de temps non négligeables.

II.6.4. Pièges de substrat [20 et 21]

La présence de pièges dans le substrat semi-isolant, engendre des états transitoires du courant de sortie Id vis à vis des variations de la tension Vds . Ce phénomène est appelé « Self-Backgating ». Ces pièges sont de type donneurs

(EL2). En l'absence de variations des tensions de commande, le nombre de pièges ionisés reste constant. Le nombre d'atomes qui capturent un électron venant du canal est égal au nombre d'atomes libérant un électron. Lorsque la tension Vds augmente brusquement , un grand nombre d'électrons est injecté dans le substrat et est capturé par les pièges .

La charge globale du substrat devient plus négative. Une charge d'espace positive se crée alors , dans le canal à l'interface canal –substrat . La section du canal diminue lentement ainsi que le courant Id jusqu'à l'équilibre.

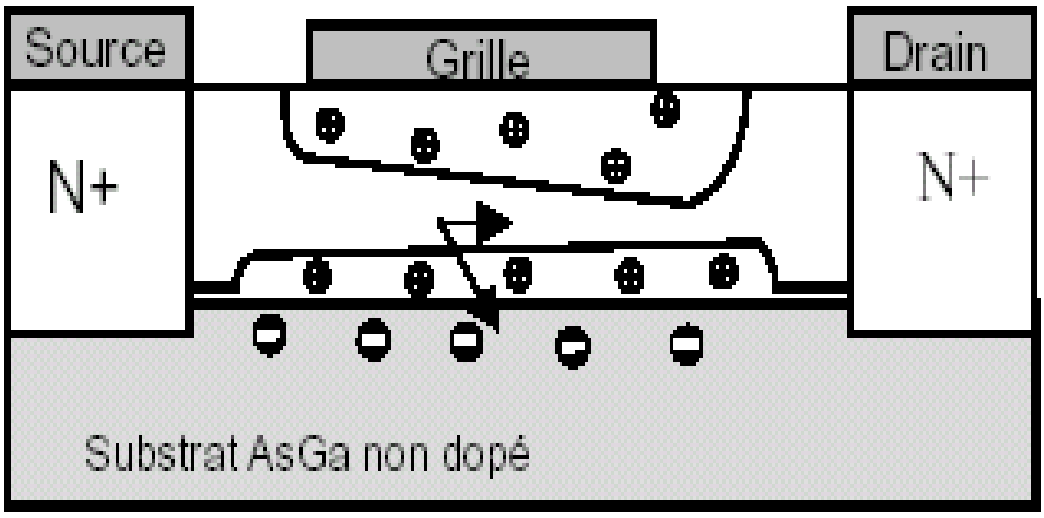


Figure 20. Influence de la capture des électrons par des pièges de substrat [17].

Lorsque la tension Vds diminue brusquement, les pièges émettent un grand nombre d'électrons dans le canal . En conséquence , la charge d'espace à l'interface canal – substrat , diminue lentement ; ce qui augmente l'épaisseur du canal . Le courant Id augmente au rythme du processus d'émission des charges dans le canal jusqu'à atteindre son état permanent.

II.6.5. Pièges de surfaces

Tous les mécanismes physiques liés aux pièges de surfaces ne sont pas encore expliqués [22]. Cependant , ils sont responsables de variations lentes et transitoires du courant de sortie Id , lorsqu'on applique une variation brusque de la tension Vgs allant du pincement à la conduction pour une tension Vds constante . Ce phénomène est appelé « gate-lag » . La durée de cet état transitoire du courant est de 1 ns à quelques secondes .

II.6.6. Les sources de bruits [23]

Le bruit dans les composants électroniques, est engendré par le mouvement désordonné et spontané des charges électriques. Ces variations aléatoires génèrent des fluctuations de tensions et de courants. Elles doivent être prises en compte dès le début de la conception de certaines fonctions électroniques dont les caractéristiques en bruit sont fondamentales (oscillateurs , amplificateurs d'émission et de réception …).

II.6.6.1 Bruits de diffusion

Les bruits de diffusion sont dus aux fluctuations de vitesse des porteurs de charge , provoquées par leurs interactions et leurs collisions avec le réseau cristallin constituant le semi-conducteur . Deux sortes de bruit de diffusion existent suivant le rapport entre l'énergie thermique (KT) et l'énergie quantique ($h\nu$) . On parle alors de bruit thermique ou de bruit quantique . On s'attache principalement à l'étude du bruit thermique car on considère qu'aux températures et fréquences de travail , seule l'énergie thermique intervient .

II.6.6.2. Bruit thermique

L'agitation thermique des porteurs provoque des collisions aléatoires , générant le bruit thermique. sa densité spectrale est indépendante de la fréquence.

II.6.6.3. Bruit d'électrons chauds

Le bruit d'électrons chauds est du aux variations de la mobilité en fonction de l'énergie des porteurs lorsque le matériau est soumis à un champ électrique en dehors de son équilibre thermodynamique .

II.6.6.4. Bruit de génération -recombinaison

Le bruit de génération – recombinaison est du essentiellement à la capture ou à l'émission d'électrons par des pièges . Ces processus aléatoires génèrent des fluctuations de courant .

Ce bruit est fortement lié à la présence d'impuretés et de défauts cristallins dans le semi-conducteur [24] .

II.6.6.5. Bruit d'avalanche

Le bruit d'avalanche survient , lorsqu'un champ électrique fort existe au niveau de la jonction polarisée en inverse .

Deux autres types de bruit en excès sont observables : le bruit de génération et recombinaison, lié aux pièges présents dans la zone de charge d'espace , et le bruit en créneaux, dû à la présence de défauts au voisinage de la jonction, créant des fluctuations aléatoires de courant à flancs très raides [24 et 25] .

Chapitre II

III. Chapitre II. Analyse des MESFET's GaAs

III.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 deux modèles analytiques pour le MESFET GaAs .Le premier modèle [26] concerne les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement faible ($Vp \leq 3V$) et le deuxième modèle [27] valide pour les MESFET GaAs avec une tension de pincement élevée ($Vp > 3V$) . Les deux modèles décrivent les caractéristiques statiques courant –tension (I-V) qui sont reliées aux différents paramètres physiques et électriques du matériau. Les deux modèles sont basés sur l'analyse physique et comportementale du mesfet en tenant compte de l'influence de la mobilité des porteurs électrons dans le canal N en fonction de champ électrique et de température ,l'effet des résistances parasites Rs et Rd qui introduisent une chute de tension ohmique entre le canal et les contacts de source et de drain sur les caractéristiques I-V.

III.2. Modélisation du transistor MESFET GaAs

III.2.1.Hypothèses

Pour trouver l'expression du courant de drain en fonction des tensions de polarisation, nous utilisons les hypothèses et les approximations suivantes :

1) Une jonction abrupte à barrière de Schottky.

2) Un canal de dopage uniforme Nd(x, y)= Nd= constant.

3) On néglige les effets de bords, le débordement de la zone dépeuplé sur les côtés de la grille.

4) L>>a connu sous le nom "approximation du canal graduel" qui permet la séparation des variables dans l'équation de Poisson, à l'intérieur de la région de déplétion $E_y >> E_x$ et à l'extérieur (dans le canal) $E_x >> E_y$, la direction du courant de drain I_D est suivant la direction ox, c'est-à-dire que la densité du courant totale J est essentiellement constitué par sa composante J_{nx} (a l'épaisseur de la zone active et L la longueur du canal).

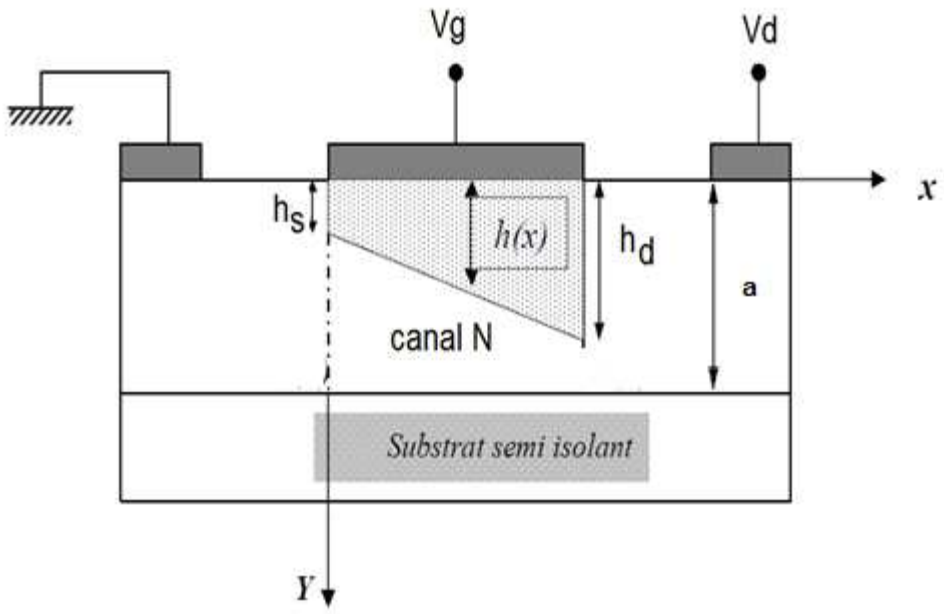


Figure 21. Zone active du transistor MESFET

Dans la figure 19, les axes $\overrightarrow{ox}$ et $\overrightarrow{oy}$ représentent les axes longitudinaux et transversaux de la structure, l'origine est prise côté source. La hauteur de la zone de déplétion *h* (*x*) en un point d'abscisse **x** varie graduellement entre *hs* à la source et *h d* au drain. Notre étude consiste dans un premier temps à déterminer l'équation analytique de la principale non-linéarité du transistor, à savoir la source de courant de drain *I d* commandée par les deux tensions *V g* et *V d* .

La densité de courant Jx en un point du canal conducteur s'écrit [28] :

$$Jx = \sigma(x, y, z).Ex = \sigma(y) . Ex = - p(y) . v(Ex) \quad \text{(II.1)}$$

$$\text{Avec} \quad \sigma(y) = p(y) .\mu(Ex) \quad \text{(II.2)}$$

$$\text{et} \quad v(Ex) = - \mu(Ex) . Ex \quad \text{(II.3)}$$

$$\text{Aussi} \quad p(y) = q .n(y) \quad \text{(II.4)}$$

Le signe - correspond à un canal de type N.
Ex : Le champ électrique longitudinal .
v (Ex) : La vitesse des porteurs en $m.sec^{-1}$.
σ : La conductivité électrique .
p(y) :La densité de charge du canal .
n(y) :La densité des porteurs en m^{-3} .

III.2.2.Calcul du potentiel

Le potentiel dans la (ZCE) du canal par l'équation de Poisson s'écrit :

$$\Delta V = \frac{d^2 V}{d^2 x} + \frac{d^2 V}{d^2 y} + \frac{d^2 V}{d^2 Z} = -\frac{p(x,y,z)}{\epsilon} \qquad \text{(II.5)}$$

en ce qui concerne le potentiel, nous pouvons écrire pour des raisons de symétrie, qu' il est constant dans la direction Z de sorte que ($\frac{d^2V}{dZ^2} = \mathbf{0}$) . D'autre part nous ferons l'hypothèse du canal graduel, le potentiel le long du canal et par suite la largeur h de la ZCE varient graduellement entre la source et le drain .Cette largeur est hs côté source et hd côté drain . Le canal étant conducteur et sa longueur étant beaucoup plus importante que la largeur h de la ZCE , la variation du champ électrique est plus importante dans la direction perpendiculaire à la structure que dans la direction longitudinale . On peut donc ramener l'équation de Poisson à une dimension.

$$\Delta V = \frac{d^2 V}{d^2 y} = -\frac{dEy}{dy} = -\frac{p(y)}{\varepsilon} \qquad \text{(II.6)}$$

On considère que le dopage du canal est homogène, la densité de charge est constante. Donc, on peut écrire :

$$p(y) = q\, Nd \qquad \text{(II.7)}$$

Et

$$\frac{d^2 V}{d^2 y} = -\frac{qNd}{\varepsilon} \qquad \text{(II.8)}$$

Nd :La densité des électrons .

q : La charge élémentaire.

Apres une première intégration de l'équation du Poisson , nous obtenons , avec la condition E=0 pour y ≥ h :

$$\frac{dV}{dy} = -\frac{qNd(h-y)}{\varepsilon} \qquad \text{(II.9)}$$

Par l'intégration du potentiel deux fois , on obtient :

$$V(y) = \frac{qNd}{\varepsilon}\left(h\,y - \frac{y^2}{2}\right) \qquad \text{(II.10)}$$

L'équitation du potentiel prend une valeur maximale à la tension de diffusion Vbi à ($y = h$) . Cette tension de diffusion est donnée par la différence des travaux de sortie du métal et du semi-conducteur

$$q\,Vbi = q\,.(\Phi m - \Phi s) \qquad \text{(II.11)}$$

Elle correspond à la différence de potentiel entre les deux bornes de la zone de charge d'espace du semi-conducteur :

$$Vbi = V(y = h) - V(y = 0) = -\frac{qNd}{\varepsilon}\left(\frac{h^2}{2} - h^2\right) = \frac{q\,Nd\,h^2}{2\varepsilon} \qquad \text{(II.12)}$$

$$h = \left(\frac{2\varepsilon(Vbi)}{q\,Nd}\right)^{\frac{1}{2}} \qquad \text{(II.13)}$$

Pour une structure polarisée par une tension V , la barrière de potentiel devient $V_{bi} - V$ et la largeur de la zone de charge d'espace devient :

$$h(V) = \left(\frac{2\varepsilon(Vbi-V)}{q\,Nd}\right)^{\frac{1}{2}} \qquad \text{(II.14)}$$

Compte tenu de la polarisation du transistor V = Vg côté source et V = Vg - Vd côté drain , l'expression précédente permet d'écrire [28]

$$hs = \left(\frac{2\varepsilon(Vbi-Vg)}{q\,Nd}\right)^{\frac{1}{2}} \qquad \text{(II.15)}$$

$$hd = \left(\frac{2\varepsilon(Vbi-Vg+Vd)}{q\,Nd}\right)^{\frac{1}{2}} \qquad \text{(II.16)}$$

h_s : L'épaisseur de la zone de charge d'espace , côté source .
h_d : L'épaisseur de la zone de charge d'espace , côté drain .

Sachant que Vds > 0, alors Vgd < Vgs, ce qui implique **hd** > **hs**. Ce fait explique que la zone de charge d'espace est plus importante du coté drain que du coté source.

$$Uo = \frac{hs}{a} = \sqrt{\frac{Vbi - Vg}{Vp}} \qquad \text{(II.17)}$$

$$Ud = \frac{hd}{a} = \sqrt{\frac{Vd + Vbi - Vg}{Vp}} \qquad \textbf{(}\text{II.18)}$$

$$Vp = \frac{qNd\, a^2}{2\varepsilon} \qquad \textbf{(}\text{II.19)}$$

et $\varepsilon = \varepsilon_o \varepsilon_{GaAs}$ [29] **(**II.20)

Vp : La tension de pincement du canal représente l'écart entre la barrière de potentiel Vbi du contact Schottky et la tension de seuil Vth . Lorsque le canal conducteur est très étroit et la largeur de la zone de charge d'espace est égale à l'épaisseur de la zone active, la tension dans ce cas est dite tension de pincement.

La tension Vth représente la tension de grille pour laquelle l'extension de la zone de charge d'espace dépeuplée de porteurs s'effectue dans tout le semi conducteur .

$$Vth = Vbi - Vp \qquad \textbf{(}\text{II.21)}$$

Vbi : est appelé la tension de la barrière Schottky ou interne supportée par la zone de déplétion. C'est la barrière des électrons qui circulent du métal vers le semi conducteur .

III.2.3.Calcul du courant de drain dans le canal

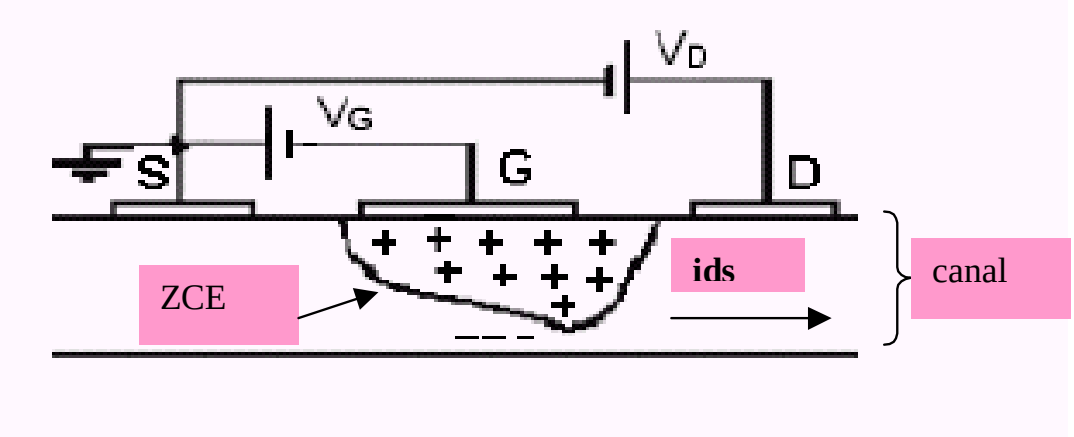


Figure 21.1. Transition du courant dans le canal.

Le courant de drain, compté positivement dans le sens drain-source, est obtenu en intégrant
$-Jx$ sur toute la section conductrice du canal :

$$id = -\int Jx\, ds$$

$$= \int_0^z \int_h^a Jx\, dz\, dy = -Z\mu(Ex)Ex(x) \int_h^a p(x,y)\, dy$$

(II.22)

$$id = -Z\mu(Ex)Ex(Q(a) - Q(h)) \quad \textbf{(}II.23)$$

Soit :

$$id = \frac{qZ\mu(Ex)h(x)}{\varepsilon} Nd(h)\big(Q(a) - Q(h)\big)\frac{dh(x)}{dx}$$

(II.24)

$$id\, dx = \frac{qZ\mu(Ex)h(x)}{\varepsilon} Nd(h)\big(Q(a) - Q(h)\big)dh(x) \quad \textbf{(}II.25)$$

On obtient l'expression finale du courant de drain en intégrant sur tout le barreau, c'est-à dire :

de *x=0* à *x=L*, et de *h=hs* à *d h = hd* , Le courant id :

$$\mathrm{id} = \frac{qZ}{\varepsilon L}\int_{hs}^{hd} \mu(Ex)h(x)Nd(h)\big(Q(a) - Q(h)\big)dh(x) \qquad \textbf{(}\text{II.26})$$

En supposant une mobilité constante µn :

$$\mathrm{id} = \frac{(qNd)^2 Z\mu n}{\varepsilon L}\int_{hs}^{hd} h(x)\big(a - h(x)\big)dh(x) \qquad \textbf{(}\text{II.27})$$

En utilisant des intégrales simples, l'expression du courant est obtenue par la relation :

$$\mathrm{id} = \frac{(qNd)^2 Z\mu n}{\varepsilon L}\left(\frac{a}{2}(hd^2 - hs^2) - \frac{1}{3}(hd^3 - hs^3)\right) \qquad \textbf{(}\text{II.28})$$

Donc, l'équation générale du courant de drain en régime ohmique s'écrit :

$$\mathrm{id} = \mathrm{ip}\left(\frac{Vd}{Vp} - \frac{2}{3}\left(\frac{Vd+Vbi-Vg}{Vp}\right)^{1.5} + \frac{2}{3}\left(\frac{Vbi-Vg}{Vp}\right)^{1.5}\right) \qquad \textbf{(}\text{II.29})$$

$$\text{Avec} \qquad \mathrm{ip} = \frac{(qNd)^2 Z\mu n\, a^3}{2\varepsilon L} \qquad \textbf{(}\text{II.30})$$

III.3.Modèle analytique pour les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement faible Vp ≤3V

Dans le régime linéaire Vd ≤ Vdsat , id devient :

$$\mathrm{id} = \mathrm{ip}\left(\frac{Vd}{Vp} - \frac{2}{3}\left(\frac{Vd+Vbi-Vg}{Vp}\right)^{1.5} + \frac{2}{3}\left(\frac{Vbi-Vg}{Vp}\right)^{1.5}\right) \qquad \textbf{(}\text{II.31})$$

Et dans le régime de saturation Vd >Vdsat

$$\text{idsat} = \text{ip}\left(\frac{1}{3} + \frac{2}{3}\left(\frac{\text{Vbi}-\text{Vg}}{\text{Vp}}\right)^{1.5} - \left(\frac{\text{Vbi}-\text{Vg}}{\text{Vp}}\right)\right) \quad \textbf{(}\text{II.32)}$$

Lorsque la tension de drain Vd augmente, le courant augmente sous linéairement et tend vers un maximum idsat , correspondant au régime de saturation .La tension de drain de saturation est donnée par :

$$\text{Vdsat} = \text{Vp} - \text{Vbi} + \text{Vg} \quad \textbf{(}\text{II.33)}$$

L'effet transistor d'un MESFET est du à une modulation de la résistance du canal par l'application d'une polarisation inverse sur la grille. Dans les composants réels il existe des résistances séries non modulées la fois prés de la source et prés du drain .Ces résistances Rs et Rd introduisent une chute de tension ohmique entre le canal et les contacts de source et de drain et pour diminuer leurs effets , on insère une couche fortement dopée N^+ afin de réaliser un contact ohmique. Pour obtenir les expressions réelles des caractéristiques ids (Vds ,Vgs) , il suffit de remplacer les termes intrinsèques par les termes extrinsèques dans les relations du courant de drain .

Rd et Rs : représentent les résistances parasites dues aux contacts ohmiques et aux zones conductrices inactives du canal entre les métallisations de drain et de source, et la limite de la zone désertée .

En tenant compte de l'effet de ces résistances, l'équation du courant de drain s'écrit de la manière suivante :

Vd ≤ Vdsat :

$$\text{ids} = \text{ip}\left(\frac{\text{Vds} - (\text{Rs}+\text{Rd})\text{ids}}{\text{Vp}} - \frac{2}{3}\left(\frac{\text{Vds} - (\text{Rs}+\text{Rd})\text{ids} + \text{Vbi} - \text{Vg} + \text{Rsids}}{\text{Vp}}\right)^{1.5} + \frac{2}{3}\left(\frac{\text{Vbi} - \text{Vg} + \text{Rs ids}}{\text{Vp}}\right)^{1.5}\right)$$

(II.31.1)

Vd > Vdsat

$$\text{idsat} = \text{ip}\left(\frac{1}{3} + \frac{2}{3}\left(\frac{\text{Vbi} - \text{Vg} + \text{Rs ids}}{\text{Vp}}\right)^{1.5} - \left(\frac{\text{Vbi} - \text{Vg} + \text{Rs ids}}{\text{Vp}}\right)\right) \quad \textbf{(}\text{II.32.1)}$$

III.3.1.La conductance de drain Gd et la transconductance Gm

Les éléments qui composent le MESFET GaAs peuvent être regroupés en deux catégories distinctes. D'un coté les éléments extrinsèques au transistor. Ils représentent les différentes structures d'accès à ce composant comme (Rs ,Rd) . Les éléments dits intrinsèques comme (Gm ,Gd) traduisent par leur nature les comportements localisés de la structure physique du transistor.

L'expression du courant drain intrinsèque id permet de déterminer deux paramètres fondamentaux du transistor qui sont la conductance Gd de drain et la transconductance Gm ou pente .

$$\text{d id} = \frac{\partial \text{id}}{\partial \text{Vd}}\text{dVd} + \frac{\partial \text{id}}{\partial \text{Vg}}\text{dVg} = \text{Gd dVd} + \text{Gm dVg} \quad \textbf{(}\text{II.34)}$$

$$\text{Gd} = \text{Go}\left(1 - \left(\frac{\text{Vd}+\text{Vbi}-\text{Vg}}{\text{Vp}}\right)^{0.5}\right) \quad \textbf{(}\text{II.35)}$$

$$\text{Go} = \frac{\text{q Nd Z } \mu\text{o a}}{\text{L}} \quad \textbf{(}\text{II.36)}$$

$$\text{Gm} = \text{Go}\left(\text{Vd} + \left(\frac{\text{Vd}+\text{Vbi}-\text{Vg}}{\text{Vp}}\right)^{0.5} - \left(\frac{\text{Vbi}-\text{Vg}}{\text{Vp}}\right)^{0.5}\right) \quad \textbf{(}\text{II.37)}$$

La conductance de drain Gd traduit la variation du courant de drain en fonction de la tension V_d à polarisation de grille constante.

La transconductance Gm est l'expression du mécanisme de commande d'un transistor: c'est la variation du courant de drain en fonction de la

polarisation de grille , à tension drain source constante. Elle n'est pas constante avec Vg.

III.3.2.Effet de la mobilité (1 ^{er} modèle de la mobilité)

L'hypothèse de mobilité constante et indépendante du champ électrique dans les semi conducteurs (dans notre cas le GaAs de type N) ne peut pas traduire les phénomènes physiques dans ces matériaux.

Les caractéristiques courant – tensions dépendent de la loi de mobilité des porteurs en fonction du champ électrique. Le choix d'une loi de mobilité est important pour une description correcte des phénomènes physiques dans les MESFETS à grille submicronique.

Dans le domaine des champs électriques faibles, les porteurs libres sont en équilibre thermodynamique avec le réseau et leur vitesse moyenne est proportionnelle au champ électrique :

$$V(E) = \mu_n E. \qquad \text{(II-38)}$$

μ_n est la mobilité des électrons à faible champ électrique.

Lorsque le champ électrique est élevé, le transfert intervalles des électrons induit dans le GaAs , une décroissance de la vitesse des porteurs et entraîne une mobilité différentielle fortement négative. Cependant, il n'existe pas une loi qui traduit réellement les variations de cette mobilité avec le champ électrique et plusieurs expressions analytiques approchées ont été proposées pour cette fonction.

Notre choix s'est porté sur la loi suivante [30] :

$$\mu_1(E) = \frac{\mu o + Vs \times \left(\frac{E}{E_c}\right)^3}{1 + \left(\frac{E}{Ec}\right)^4} \qquad \textbf{(}\text{II.39)}$$

$$E_c = \frac{V_s}{\mu_o} \qquad \textbf{(}\text{II.40)}$$

Avec : Vs : est la vitesse de saturation du GaAs.

Si nous considérons l 'expression précédente de la variation de la mobilité en fonction du champ électrique (II.39) , l'expression (II.30) du courant de drain id à mobilité variable s'écrit :

Pour $Vd \leq Vdsat$:

$$id = \frac{(qNd)^2 Z \quad a^3}{2\varepsilon L} \quad \mu_1(E)\left(\frac{Vd}{Vp} - \frac{2}{3}\left(\frac{Vd + Vbi - Vg}{Vp}\right)^{1.5} + \frac{2}{3}\left(\frac{Vbi - Vg}{Vp}\right)^{1.5}\right)$$

(II.41)

Et pour $Vd > Vdsat$

$$idsat = \frac{(qNd)^2 Z\ \mu_1(E)\ \ a^3}{2\varepsilon L}\left(\frac{1}{3} + \frac{2}{3}\left(\frac{Vbi-Vg}{Vp}\right)^{1.5} - \left(\frac{Vbi-Vg}{Vp}\right)\right)$$

(II.42)

III.3.3.Effet des résistances parasites

Les caractéristiques que nous avons présentées sont celles des grandeurs internes ou intrinsèques (id, Vd, Vg). Pour obtenir les caractéristiques extrinsèques du composant (ids, Vds, Vgs) il suffit de prendre en considération l'effet des résistances parasites d'accès de source Rs et de drain Rd.

1ére région: pour :$Vd \leq Vdsat$

$$ids = ip\left(\frac{Vd}{Vp} - \frac{2}{3}\left(\frac{Vds-(Rs+Rd)ids + Vbi-Vg+Rs\,ids}{Vp}\right)^{1.5} + \frac{2}{3}\left(\frac{Vbi-Vg+Rs\,ids}{Vp}\right)^{1.5}\right)$$

(II.43)

2 éme région : pour Vd >Vdsat

$$\text{idsat} = \text{ip}\left(\frac{1}{3} + \frac{2}{3}\left(\frac{\text{Vbi}-\text{Vg}+\text{Rs idssat}}{\text{Vp}}\right)^{1.5} - \left(\frac{\text{Vbi}-\text{Vg}+\text{Rs idsat}}{\text{Vp}}\right)\right) \quad \textbf{(}\text{II.44})$$

III.4 Modèle analytique pour les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement élevée Vp > 3V

Comme il est montré sur la figure 21, les hauteurs hs et hd sont respectivement les hauteurs de la zone de charge d'espace côté source et drain. Pour une structure polarisée par une tension V , la barrière de potentiel devient Vbi-V et la largeur de la zone de charge devienne :

$$\text{h(V)} = \left(\frac{2\epsilon(\text{Vbi}-\text{V})}{\text{q Nd}}\right)^{0.5} \quad (\text{II.45})$$

compte tenu de la polarisation du transistor V=Vg côté source et V=Vg-Vd côté drain , les hauteurs hs et hd deviennent :

$$\text{hs} = \left(\frac{2\epsilon(\text{Vbi}-\text{Vg})}{\text{q Nd}}\right)^{0.5} \quad (\text{II.46})$$

$$\text{hd} = \left(\frac{2\epsilon(\text{Vbi}-\text{Vg}+\text{Vd})}{\text{q Nd}}\right)^{0.5} \quad (\text{II.47})$$

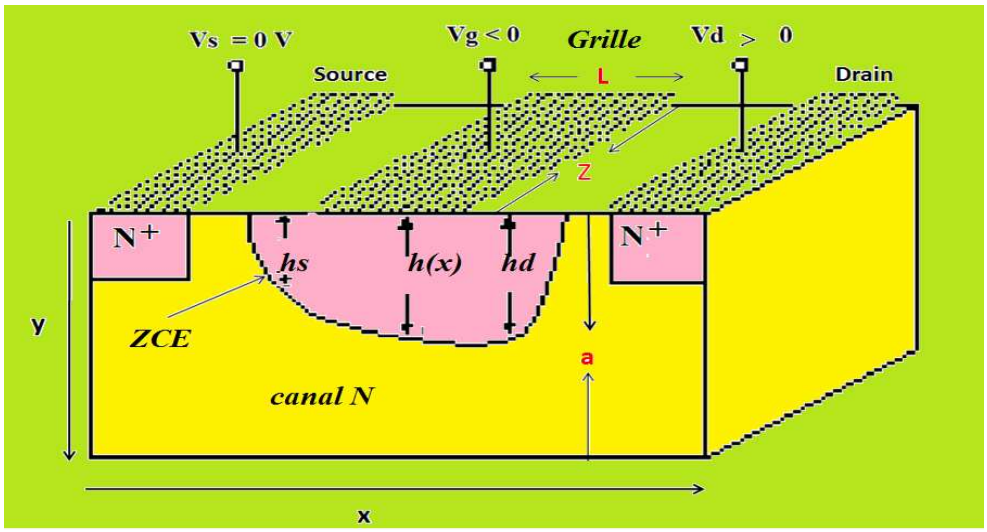


Figure 22.Coupe schématique d'un MESFET GaAs

Pour les MESFET 's SiC, le courant de drain en régime intrinsèque en tout point du canal s'écrit [31,32] :

$$id(Vd,Vg)=ip\frac{(3A1-2A2)}{1+\theta\ A1} \qquad \textbf{(}II.48)$$

Avec

$$A1 = Ud^2-Uo^2 \qquad \textbf{(}II.49)$$

$$A2 = Ud^3-Uo^3 \qquad \textbf{(}II.50)$$

$$U_o = \frac{hs}{a} \qquad \textbf{(}II.51)$$

$$U_d = \frac{hd}{a} \qquad \textbf{(}II.52)$$

Tapez une équation ici.

$$ip = \frac{(qNd)^2 M_o Z a^3}{6\varepsilon L} \qquad \textbf{(}II.53)$$

$$\theta = \frac{qNd\ M\,o\,a^{2}}{2\varepsilon\ L\ Vs} \qquad \textbf{(II.54)}$$

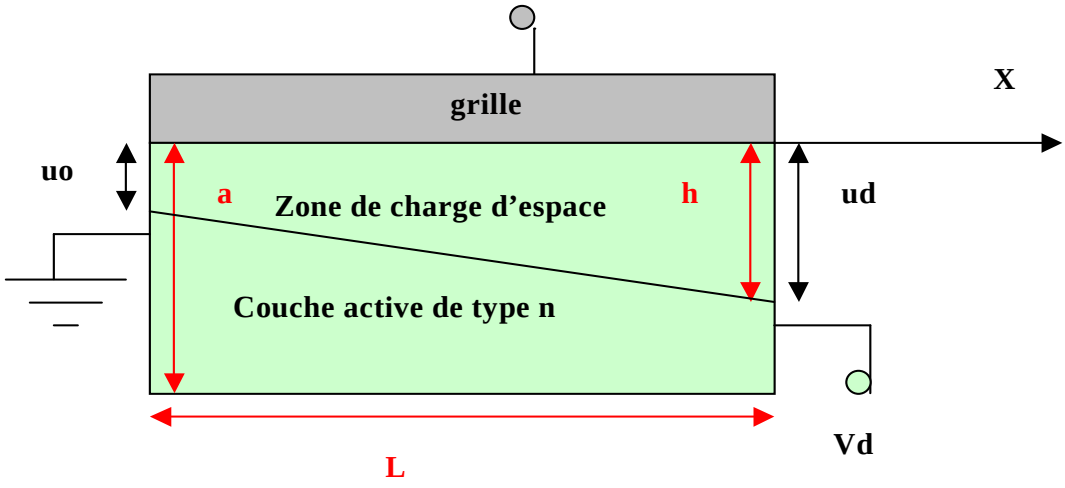


Figure 22.1.Zone active N du transistor MESFET GaAs

θ et ip sont des constants donnés par [31,32] .

En remplaçant θ ,ip, A1 et A2 par ses expressions ,l'expression précédente de id devient :

$$id1 = \frac{3\ ip}{1+\theta\left(\frac{Vd}{Vp}\right)} \times \left(\frac{Vd}{Vp} - \frac{2}{3}\left(\frac{Vd + Vbi - Vg}{Vp}\right)^{1.5} + \frac{2}{3}\left(\frac{Vbi - Vg}{Vp}\right)^{1.5}\right)$$

(II.55)

Dans le régime de faible polarisation qui correspond à un champ électrique faible c'est à dire : Vd << Vbi – Vg et par l'utilisation du série de Taylor [28] :

$$\left(1+\frac{Vd}{Vbi - Vg}\right)^{\frac{3}{2}} = 1 + \frac{3}{2}\left(\frac{Vd}{Vbi - Vg}\right) \qquad \textbf{(II.56)}$$

En utilisant la série de Taylor dans l'expression (II.54) ,on obtient les relations suivantes :

Les deux équations (II.57 et II.58) déterminent la variation du courant de drain en fonction des tensions de polarisation et dans les deux régimes de fonctionnement :linéaire et saturation.

- le régime linéaire, où le courant de drain varie linéairement avec la tension de drain Vd.
- et dans le deuxième cas, le courant se sature à la valeur I_{dsat}. Cette région de caractéristiques est connue comme étant la région de saturation.

La région linéaire : $Vd \leq Vdsat$

$$id = \left(\frac{3ip\left(\frac{Vd}{Vp}\right)}{1+\theta\left(\frac{Vd}{Vp}\right)} \right)\left(1-\left(\frac{Vbi-Vg}{Vp}\right)^{0.5}\right) \quad \textbf{(}II.57)$$

La région de saturation *:* $Vd > Vdsat$

$$idsat = \left(\frac{3ip\left(\frac{Vdsat}{Vp}\right)}{1+\theta\left(\frac{Vdsat}{Vp}\right)} \right)\left(1-\left(\frac{Vbi-Vg}{Vp}\right)^{0.5}\right) \quad \textbf{(}II.58)$$

Notre étude a permis de mettre en évidence l'influence des différents paramètres physiques : **µo** mobilité initiale des électrons et **T** : température ambiante, technologique comme :**Nd** concentration des impuretés de dopage et géométriques [**L** : longueur de la grille, **a** : épaisseur de la couche active et **Z** : largeur de la grille] sur les caractéristiques statiques du transistor MESFET GaAs.

III.4.1.Effet des résistances parasites

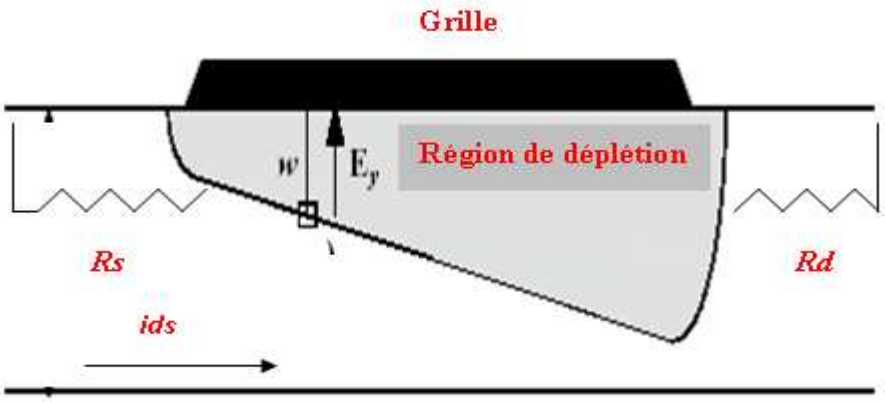


Figure 23. Résistances parasites dans le MESFET GaAs [33] .

$$Vd = (Vds – (Rs + Rd)\times ids) \quad \textbf{(}II.59)$$

$$Vg = (Vgs – (Rs \times ids)) \quad \textbf{(}II.60)$$

Pour obtenir les expressions réelles des caractéristiques Ids (Vds, Vgs), il suffit de remplacer les termes intrinsèques par les termes extrinsèques dans toutes les relations précédentes. En tenant compte de l'effet de ces résistances, l'équation du courant de drain s'écrit de la manière suivante *:*

Pour $Vd \leq Vdsat$

$$ids = \left(\frac{3\,ip\left(\frac{Vds - (Rs+Rd)\,ids}{Vp} \right)}{1+\theta\left(\frac{Vds - (Rs+Rd)\,ids}{Vp} \right)} \right) \left(1 - \left(\frac{Vbi - Vgs + Rs\,ids}{Vp} \right)^{0.5} \right) \quad \textbf{(}II.61)$$

Et pour $Vd > Vdsat$

$$idsat = \left(\frac{3\ ip \left(\frac{Vdsat - (Rs + Rd)\ idsat}{Vp} \right)}{1 + \theta \left(\frac{Vdsat - (Rs + Rd)\ idsat}{Vp} \right)} \right) \times \left(1 - \left(\frac{Vbi - Vgs + Rs \times idsat}{Vp} \right)^{0.5} \right) \quad \textbf{(}II.62)$$

Rd et Rs : représentent les résistances parasites dues aux contacts ohmiques et aux zones conductrices inactives du canal entre les métallisations de drain et de source, et la limite de la zone désertée.

Vds et Vgs : les potentiels externes .

Vd et Vg : les potentiels internes.

III.4.2.Conductance de drain et la transconductance :

Les éléments intrinsèques comme la conductance « Gd » et la transconductance « Gm » traduisent par leur nature les comportements localisés de la structure physique des transistors.

La conductance de drain représente la résistance du canal, elle traduit la variation du courant « id » en fonction de la tension de drain à une tension de grille constante.

La transconductance représente le mécanisme de commande d'un transistor : c'est la variation du courant de drain « Id » en fonction de la tension de grille pour une tension de drain constante.

Après des dérivations des expressions de courant de drain Id dans les différents régimes de fonctionnement.

$$d\,id = \frac{\partial id}{\partial Vd} dVd + \frac{\partial id}{\partial Vg} dVg = Gd\ dVd + Gm\ dVg \quad \textbf{(}II.63)$$

On obtient les relations suivantes :

Vd ≤ Vdsat

$$Gd=\left(\frac{\partial id}{\partial Vd}\right)_{avec\,Vg=cst}=\frac{3ip}{Vp}\left(1-\left(\frac{Vbi-Vg}{Vp}\right)^{-0.5}\right)\times\left(\frac{1}{1+\theta\frac{Vd}{Vp}}-\frac{\frac{\theta\,Vd}{Vp}}{\left(1+\frac{\theta\,Vd}{Vp}\right)^{2}}\right) \quad \textbf{(}II.64)$$

Vd >Vdsat

$$Gd = 0 \quad \textbf{(}II.65)$$

La transconductance Gm est définie par :

$$Gm=\left(\frac{\partial id}{\partial Vg}\right)_{avec\;\;Vd\,constant}=\frac{3ip}{2Vp^{2}}\left(\frac{Vd}{1+\frac{\theta Vd}{Vp}}\right)\times\left(\frac{Vbi-Vg}{Vp}\right)^{-0.5} \quad \textbf{(}II.66)$$

III.4.3.Effet de la mobilité ; 2éme modèle de la mobilité (1er modèle de Gaughy Thoams)

La mobilité et la vitesse des porteurs représentent 2 grandeurs physiques très intéressantes caractérisant les matériaux semi conducteurs (GaAs , InP, GaInAs) et la complexité du transport électronique dans les dispositifs à semi conducteurs se traduit , a priori , par la grande diversité des modèles physiques utilisés pour le décrire .La dépendance de la mobilité des électrons en fonction du champ électrique et en fonction du paramètre n d'après le modèle de Gaughey – thomas [34] , peut s'écrire :

(II.67)

$$\mu(E) = \frac{\mu_o}{\left(1+\left(\frac{\mu_o \times E}{V_s}\right)^n\right)^{\frac{1}{n}}}$$

Où μo La mobilité à faible champ, Vs La vitesse de saturation, E L'intensité de champ électrique, n Paramètre constant lié à la courbure [35] .

III.4.4.Effet de la mobilité ; 3éme modèle(2 éme modèle de Gaughy Thomas) [35]

Lorsqu'on applique un champ électrique à un semi-conducteur, on entraîne un libre parcours des électrons et trous dans ce dernier (un parcours sans choc). La mobilité est le résultat de ce libre parcours. Tout changement dans le réseau cristallin influence cette mobilité, soit par l'ajout des impuretés ou par l'élévation de la température. La variation de la mobilité des électrons en fonction de dopage du canal et en fonction des paramètres du matériau GaAs ; Nr et x peut être exprimée au moyen de la relation approchée suivante :

$$\mu = \mu_{min} + \frac{\mu_{max} - \mu_{min}}{1+\left(\frac{Nd}{Nr}\right)^x} \qquad \text{(II.68)}$$

Où Nr =1.1 × 10^{17} at .cm^{-3} et x = 0.22

Nr et x sont des paramètres déterminés par [36]

μmin la valeur minimale de la mobilité

μmax la valeur maximale de la mobilité

III.5.Effet thermique sur les propriétés I-V (2éme modèle de I-V ;Vp >3V)

III.5.1.Effet thermique sur la mobilité

La température de fonctionnement d'un transistor de puissance RF ou micro-ondes est un paramètre très important qui affecte aussi bien les performances, les limites de fonctionnement ou la durée de vie du composant.

En effet, une augmentation de la température de jonction entraîne une décroissance de la mobilité des électrons et par conséquence une diminution du courant de drain ids. L'équation (II.69) donne la loi de variation classique de la mobilité des électrons en fonction de la température pour l'Arséniure de Gallium [37].

$$\mu(T) = \quad \mu o \left(\left(\frac{300}{T} \right)^{0.6} \right) \qquad \textbf{(}\text{II.69})$$

La vitesse de saturation varie avec la température comme [38] :

$$vs(T) = \frac{2.4 \times 10^7}{1+0.8\text{EXP}\left(\frac{T}{600}\right)} \qquad \textbf{(}\text{II.70})$$

Selon Conger [39] la dépendance de la tension de seuil peut être approximativement donnée par :

$$Vth = Vth(300°K) - \alpha T \qquad \textbf{(}\text{II.71})$$

La valeur α est de l'ordre de 1.2 mV/°C [40].

III.6.Effet thermique sur la conductance de drain et la transconductance (2éme modèle)

III.6.1. Effet thermique sur la Conductance de drain (2 éme modéle Vp >3V)

Les performances et la fiabilité d'un transistor sont fortement influencées par la température. Pour montrer l'influence de la température sur la conductance de drain et la transconductance, nous exposons les relations suivantes :

Pour $Vd \leq Vdsat$

$$Gd = \left(\frac{\partial id}{\partial Vd}\right)_{\text{avec } Vg = cst} = \frac{3ip}{Vp}\left(1 - \left(\frac{Vbi - Vg}{Vp}\right)^{-0.5}\right) \times \left(\frac{1}{1 + \theta\frac{Vd}{Vp}} - \frac{\frac{\theta\, Vd}{Vp}}{\left(1 + \frac{\theta\, Vd}{Vp}\right)^2}\right) \quad \textbf{(}\text{II.72)}$$

Avec

$$ip = \frac{(qNd)^2 \mu_o \left(\frac{300}{T}\right)^{0.6} Z_a{}^3}{6\varepsilon L} \quad \textbf{(}\text{II.73)}$$

Et

$$\theta = \frac{qNd\ \mu_o \left(\frac{300}{T}\right)^{0.6} a^2}{2\varepsilon L \frac{2.4 \times 10^7}{1 + 0.8\ Exp\left(\frac{T}{600}\right)}} \quad \textbf{(}\text{II.74)}$$

Et pour Vd >Vdsat

$$Gd = 0 \quad \textbf{(}\text{II.75)}$$

III.6.2.Effet thermique sur la Transconductance (2éme modèle de I-V ;Vp > 3V)

D'une façon similaire la variation de la transconductance Gm en fonction de la température est obtenue dans l'équation (II.76).

$$Gm = \left(\frac{\partial id}{\partial Vg}\right)_{\text{avec} \quad Vd \text{ constant}} = \frac{3ip}{2\,Vp^{2}}\left(\frac{Vd}{1+\frac{\theta Vd}{Vp}}\right)\times\left(\frac{Vbi-Vg}{Vp}\right)^{-0.5} \qquad \textbf{(}II.76)$$

Où

$$ip = \frac{(qNd)^{2}\,\mu_{o}\left(\frac{300}{T}\right)^{0.6} Z_{a}{}^{3}}{6\varepsilon L} \qquad \textbf{(}II.77)$$

Et

$$\theta = \frac{qNd\ \mu_{o}\left(\frac{300}{T}\right)^{0.6} a^{2}}{2\varepsilon L\,\frac{2.4\,10^{7}}{1+0.8\,Exp\left(\frac{T}{600}\right)}} \qquad (II.78)$$

III.7. Modèle de tangente hyperbolique pour les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement faible Vp ≤3V

Le courant de drain dans le canal N pour les 2 régimes de fonctionnement et pour les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement faible peut être calculé par la relation suivante :

$$id = Isat\,(1+\lambda Vd)^{exp}\,\mathrm{Tanh}(\alpha\ Vd) \qquad (II.79)$$

Où

$$\alpha = \frac{\mathrm{Gd}}{\mathrm{Isat}} \tag{II.80}$$

$$\mathrm{Gd} = \mathrm{Go}\left(1 - \left(\frac{\mathrm{Vbi}-\mathrm{Vg}}{\mathrm{Vp}}\right)^{0.5}\right) \tag{II.81}$$

$$\mathrm{Go} = \frac{\mathrm{qNd\ Z\mu o\ a}}{\mathrm{L}} \tag{II.82}$$

$$\mathit{B}\mathrm{eta} = \frac{2\ \varepsilon\ \mathrm{Z\ vs}}{\mathrm{a(Vp+3Fs\ L)}} \tag{II.83}$$

Et

$$\mathrm{Isat} = \frac{\left(1+2\ \mathrm{Beta\ Rs\ (Vg-Vt)}\right)-\left(1+4\ \mathrm{Beta\ Rs(Vg-Vt)}\right)}{2\mathrm{Beta\ Rs}^2} \tag{II.84}$$

Les paramètres de ce modèle sont :

Symbole	Paramètre
Exp	L'exposant variable
α	Constante de tanh
λ	Coefficient de la modification de longueur du Canal

Les paramètres α ,Gd ,Go, Beta et Isat sont déterminés par M.S.Shur [41].

α Le coefficient de la transconductance, Exp l'exposant variable

La tangente hyperbolique Tanh (x) est utilisée pour simuler la région linéaire et faciliter le passage à la zone de saturation.

La valeur de Exp est 2 pour le modèle original de Curtice , et les autres valeurs de Exp peuvent produire un meilleur rapprochement aux valeurs expérimentales des dispositifs du MESFET avec différent profils de dopage .

A partir de la simulation et le rapprochement aux valeurs expérimentales, nous avons trouvé que Exp =1 et $\lambda = 1$.

Et pour l'effet des résistances parasites Rs et Rd sur les caractéristiques (I – V) nous obtenons :

$$\mathrm{ds} = \mathrm{Isat}\,(1 + \lambda(\mathrm{Vd} - (\mathrm{Rs} + \mathrm{Rd})\mathrm{ids})^{\mathrm{exp}}\,\mathrm{Tanh}(\alpha\ (\mathrm{Vd} - (\mathrm{Rs} + \mathrm{Rd})\mathrm{ids}) \qquad (\mathrm{II}.85)$$

Chapitre III

IV.Chapitre III . Résultats et interprétation

IV .1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les résultats des propriétés statiques du transistor MESFET GaAs et nous comparons nos résultats avec les caractéristiques I-V expérimentales à l'aide d'un logiciel conçu et réalisé en Fortran version 4 à partir des expressions analytiques établies dans le chapitre deux.

En utilisant les 'expressions (II.30 , II.31, II.32, II.35, II.36, II.37, II.39 II.40 , II.41 , II.42 ,II.53, II.54, II.55, II.57, II.58, II.61, II.62, II.64, II.65, II.66,II.67 , II.68 ,II.69, II.70, II.72, II.73, II.74, II.75, II.76, II.77, II.78) établies au chapitre II pour détermine les caractéristiques statiques I-V du composant en fonction de Vd et Vg en prenant en considération : les effets de la mobilité des porteurs ,de la température et des résistances parasites .Les variations de la conductance de drain et de la transconductance sont déterminées pour diverses tensions de polarisations de grille et du drain suivant les régimes de fonctionnement linéaire et de saturation ainsi que les effets thermiques .

L'organigramme est schématisé sur la figure (24) .

A partir des expressions établies précédemment (chapitre II), nous avons réalisé un logiciel de simulation en langage « FORTRAN 32 version 4 » dont l'algorithme de calcul est représenté dans la figure (24). Ce logiciel permet la résolution des systèmes des équations et l'édition des courbes dans des fichiers spécifiques.

Avec ce logiciel nous pouvons déterminer :

- La caractéristique courante tension I-V dans les différents régimes de fonctionnement du transistor.
- Les variations de la mobilité des électrons en fonction du champ électrique et en fonction de la température .
- L'effet de la température sur les caractéristiques I-V , et par suite sur la conductance de drain Gd et sur la transconductance Gm.
- L'effet des résistances parasites sur les caractéristiques courant- tension.

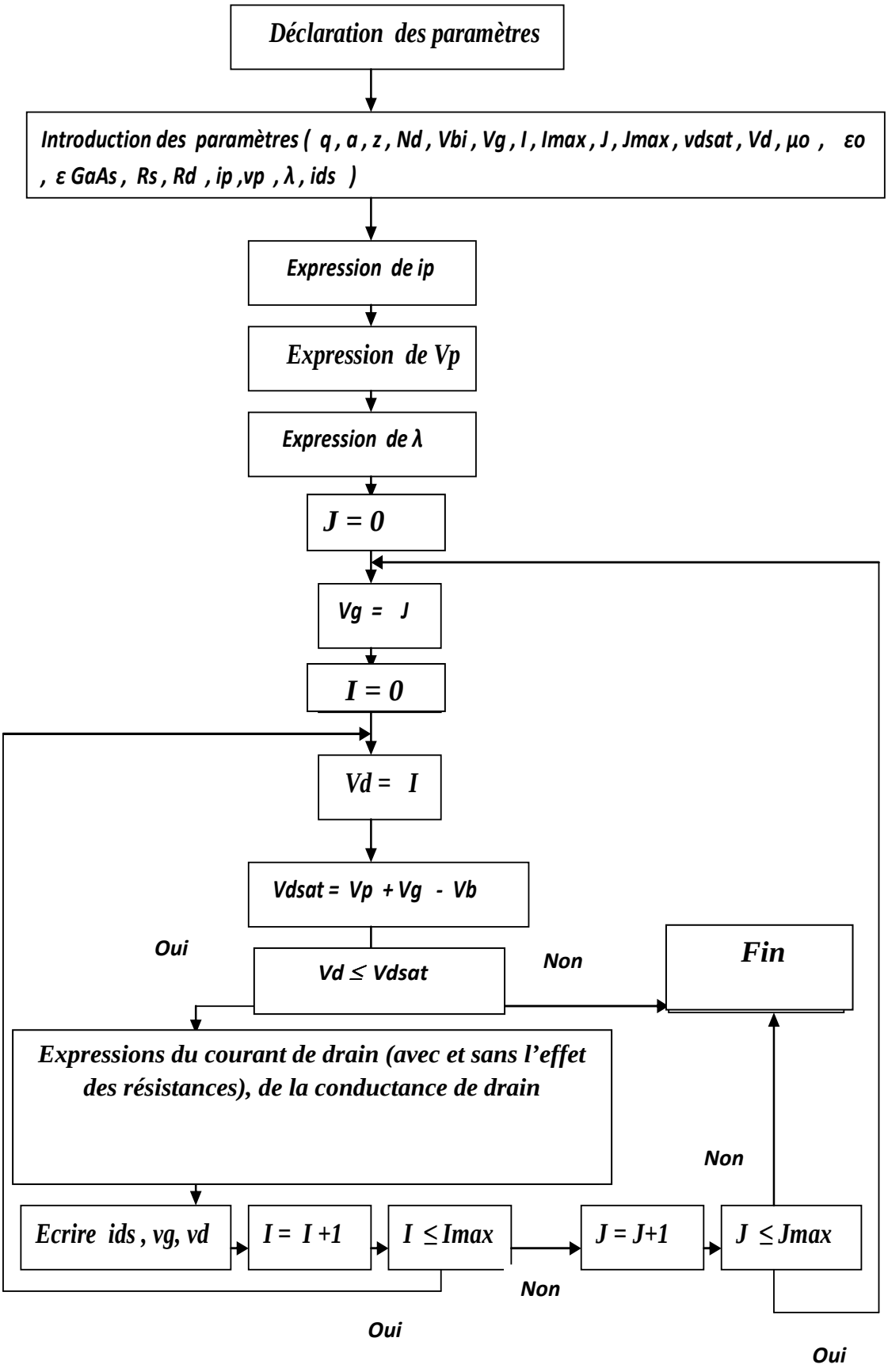
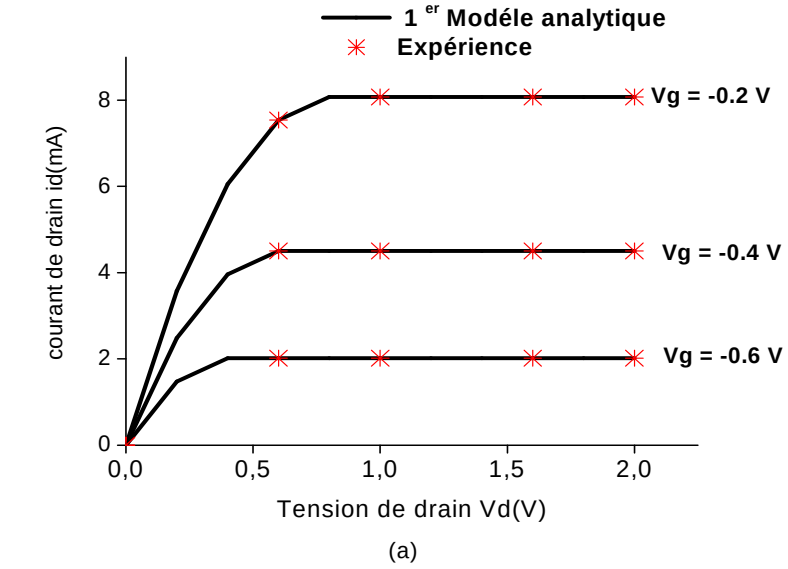


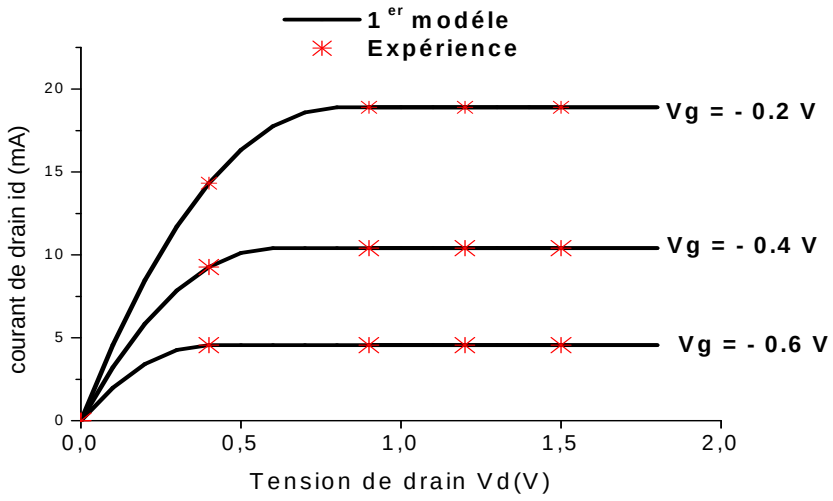
Figure 24. Organigramme de calcul du courant de drain.

IV.2.Modélisation du transistor MESFET GaAs

IV.2.1.Premier modèle analytique pour les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement faible Vp ≤ 3V



(a)



(b)

Figure 25.Caractéristiques de sortie id (Vd , Vg) pour différentes valeurs de Vg par l'utilisation de premier modèle (Vp ≤ 3V) ; (a) pour le MESFET N°1 , (b) pour le MESFET N°2.

Les figures 25 (a) et (b) sont le réseau de caractéristiques donnant l'évolution du courant i_d circulant entre le drain et la source lorsque l'on fait croître la tension V_d à une tension de grille V_g constante.

Fonctionnement linéaire

Pour les faibles valeurs de la tension de drain la densité de porteurs dans le canal reste sensiblement uniforme sous la grille. Cette densité dépend essentiellement de la tension qui polarise celle-ci. Le dispositif se comporte alors comme une conductance contrôlée par la grille : le courant I_D varie proportionnellement à V_d.

Régime de saturation du courant

Lorsque la tension de drain s'accroît, l'effet du champ électrique s'accentue à la sortie de la grille (extension de la zone de charge d'espace). Cela provoque le ralentissement de la croissance du courant de drain.

Tableau 1 : Paramètres technologiques et géométriques des transistors MESFET N°1 et MESFET N°2 avec une tension de pincement faible à 300 °K [42] .

Paramètres	MESFET N°1	MESFET N°2
Densité de donneurs Nd ($at.cm^{-3}$)	1.17×10^{17}	1.31×10^{17}
Epaisseur de la zone active a (µm)	0.153	0.144
Longueur du canal L (µm)	1	0.5
Largeur du canal Z (µm)	100	100
Tension de pincement Vp(V)	***1.82***	***1.80***
Mobilité des électrons µn(cm^2 / Vs)	2800	3200
Tension de diffusion Vbi(V)	0.8	0.8

IV.2.2.Deuxième modèle analytique pour les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement élevée Vp > 3V

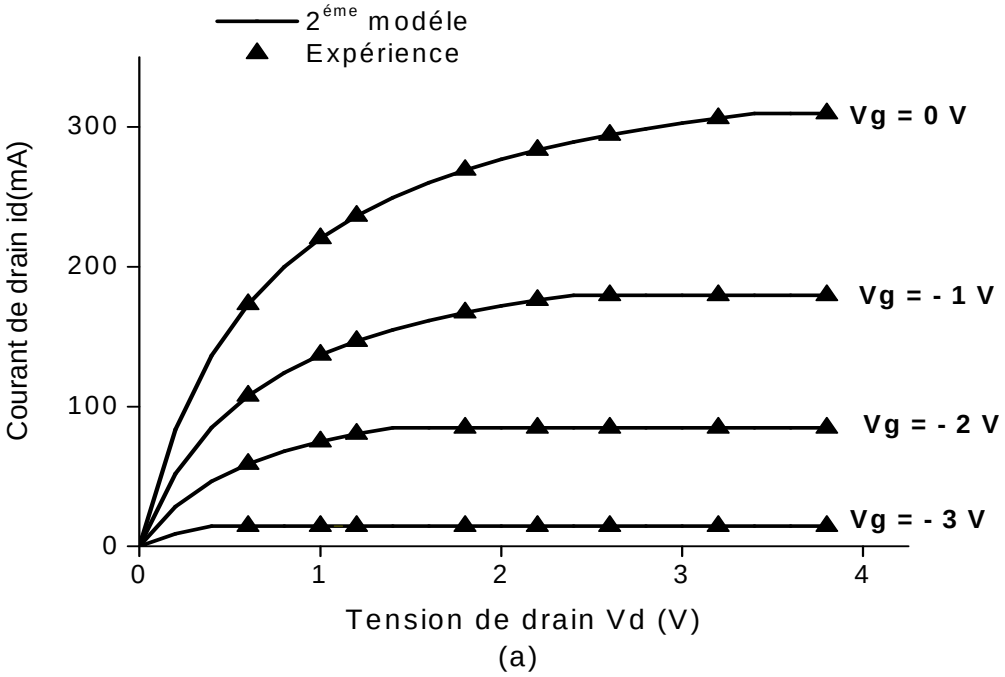
IV .2.2.1.Validité de 2 éme modèle (Vp > 3V)

Afin d'examiner la validité du modèle exposé (Vp > 3V), nous avons comparé les résultats de la simulation avec ceux de l'expérience existants dans la littérature [41]. Le calcul numérique du courant de drain en fonction des tensions de polarisations fait appel aux expressions établies précédemment (II.57) et (II.58). L'étude a été effectuée sur les transistors MESFET GaAs avec une tension de pincement élevée dont les paramètres regroupés dans le tableau 2.

Les figures 26 (a) et (b) montrent les caractéristiques de sortie id-Vd à différentes tension de grille Vg pour les MESFET GaAs avec une tension de pincement élevée (Vp > 3V)**.** Nous remarquons un bon accord entre les valeurs expérimentales et celles de la simulation pour les deux transistors.

Les figures 27 (a) et (b) présentent la comparaison entre les deux expressions du courant de drain et les résultats expérimentaux ; équations générale id1(Vd,Vg) dans (Eq : II.55) et les 2 équations des régimes : linéaire et saturation dans (Eq :II.57 et II.58).

Nous remarquons sur les figures 27 (a) et (b) , un bon accord entre le 2éme modèle Id-Vd avec (Vp > 3V) et l'expérience dans les deux régions : linéaire et saturation et nous remarquons aussi que l'écart entre les 2 courbes et les résultats expérimentaux diminue lorsque la tension de grille Vg diminue .



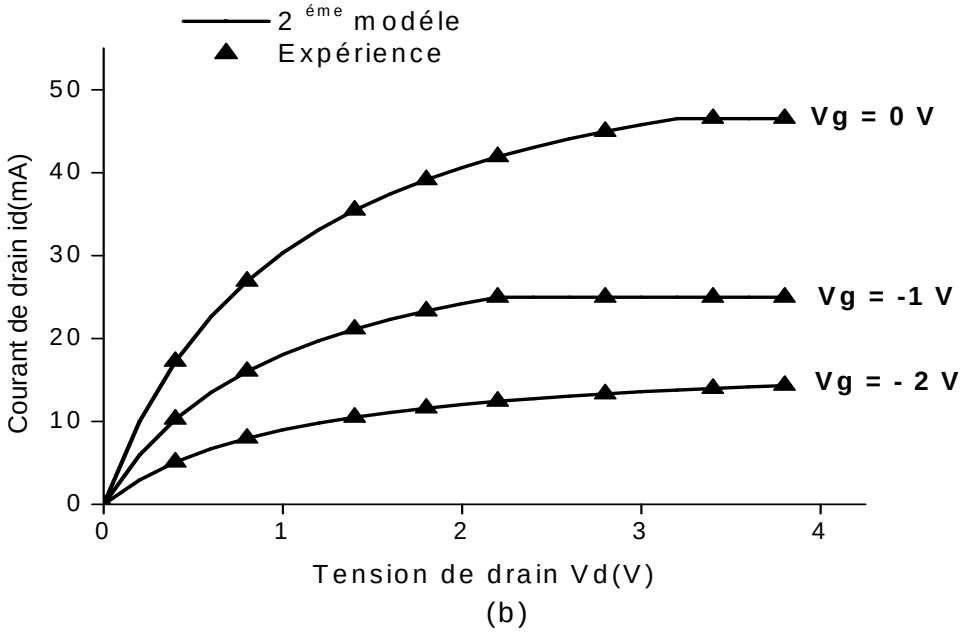


Figure 26.Caractéristiques id (Vd , Vg) pour différentes valeurs de Vg avec le deuxième modèle (Vp >3V) ;

(a) pour le MESFET N°3 , (b)pour le MESFET N°4.

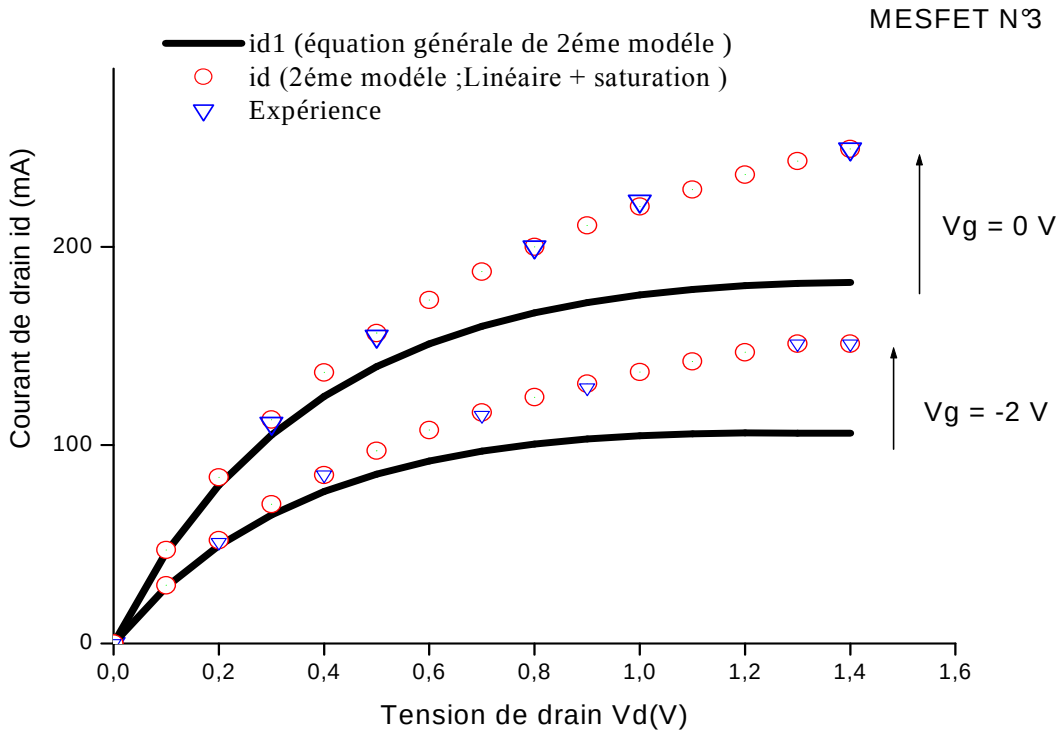
L'observation du réseau de caractéristiques d'après ces deux figures 26 (a) et (b), permet de distinguer 2 régimes de fonctionnement :

*Régime linéaire Vd ≤ Vdsat :le courant de drain augmente progressivement jusqu'à une valeur limite.

*Régime de saturation Vd > Vdsat : où le courant de drain ne dépend quasiment par de la tension de drain Vd.

*Il est intéressant de noter que pour une tension de drain constante, le courant de drain atteint ces valeurs maximales pour une tension de grille nulle puis il diminue avec la diminution de la tension de grille.

Nous exposons sur les figures 27 (a) et (b) la comparaison entre la mesure les résultats obtenus par les équations de 2 éme modèle du courant de drain (Vp > 3V).



(a)

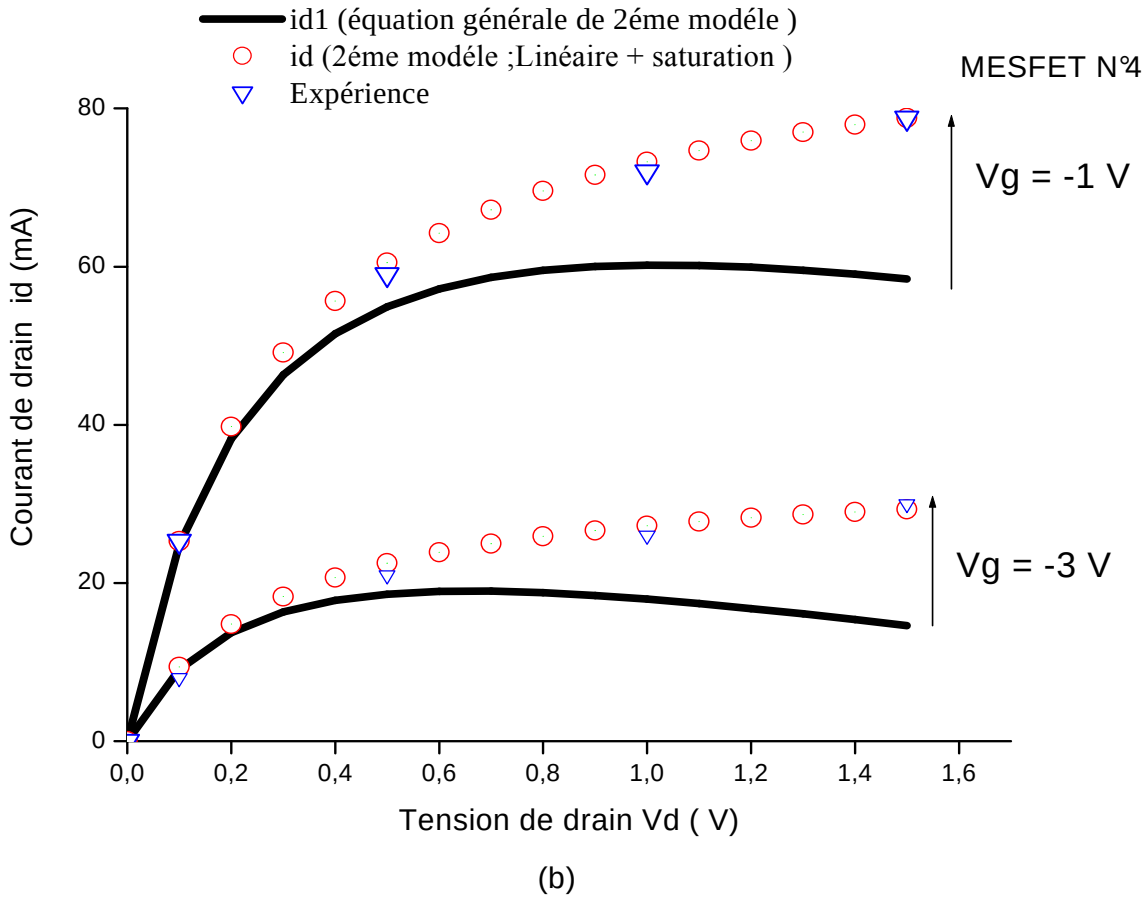


Figure 27(a) et (b).Comparaison entre les caractéristiques de sortie I-V de 2éme modèle pour les MESFET GaAs avec Vp > 3V.

(a) pour le MESFET N°3, (b)pour le MESFET N°4.

D'après ces deux figures 27 ; (a) et(b) , nous remarquons un bon accord entre les valeurs expérimentales et les résultats de la simulation pour les faibles tensions de drain et lorsque la tension de drain augmente, nous observons un certain écart qui augmente avec l'augmentation de la tension de drain jusqu'à la saturation .Cet écart est du aux approximations faites dans le calcul et dans le logiciel de simulation.

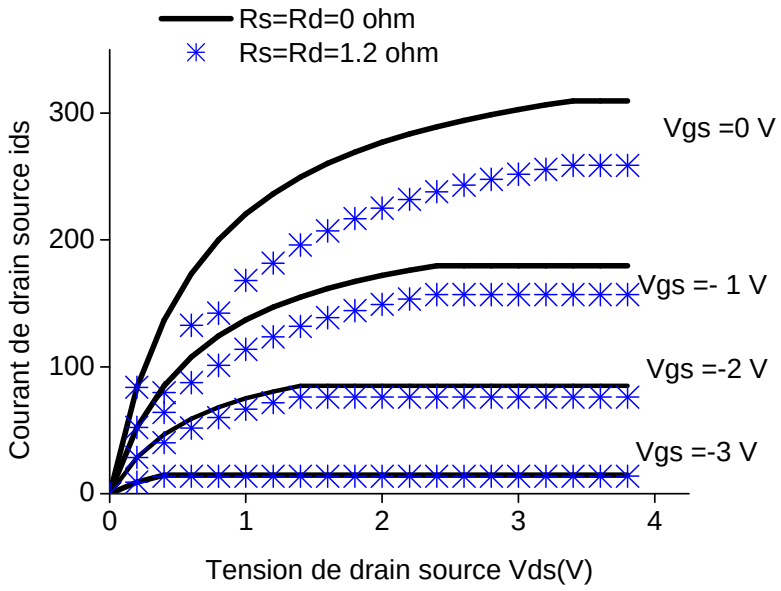
Tableau 2 : Paramètres technologiques et géométriques des transistors MESFET N°3 et MESFET N°4 avec une tension de pincement élevée à 300 °K [43] , MESFET N°5[41].

Paramètres	**MESFET N°3**	**MESFET N°4**	**MESFET N°5**
Densité de donneurs Nd ($at.cm^{-3}$)	2×10^{17}	6.5×10^{16}	6.5×10^{16}
Epaisseur de la zone active a (µm)	0.18	0.3	0.35
Longueur du canal L (µm)	1	4	1
Largeur du canal Z (µm)	800	360	500
Tension de pincement Vp(V)	***4.3***	***4***	***5.3***
Mobilité des électrons µn(cm^2 /Vs)	2060	3740	4500
Tension de diffusion Vbi (V)	0.8	0.8	0.75
vitesse de saturation vs (cm/s)	1.42×10^7	0.96×10^7	1.2×10^7

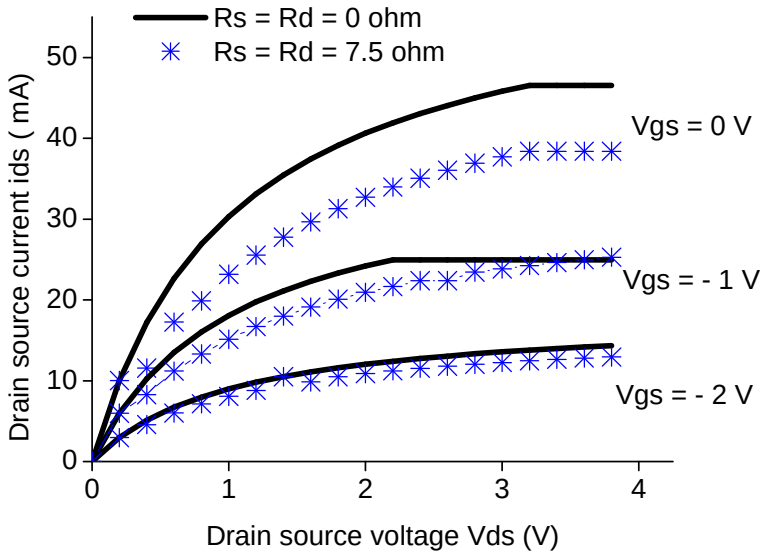
IV.2.2.2.Effet des résistances parasites sur le 2 éme modèle pour les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement élevée Vp > 3V

Dans le but de mettre en évidence l'effet des résistances parasites de source Rs et de drain Rd sur les caractéristiques I-V du MESFET GaAs (Vp >3V) , nous présentons sur les figures 28 (a) et (b),les variations du courant de drain en fonction des tensions de polarisation avec et sans les résistances parasites .

D'après la figure 28, nous remarquons que l'écart (avec et sans l'effet des résistances parasites) diminue quand la tension Vgs augmente en valeur absolue . Ceci est du au fait que la résistance du canal augmente quand Vgs diminue. Les effets des résistances Rs et Rd sont importants lorsque la tension de grille Vgs augmente .L'augmentation de Vgs traduit par la diminution de l'épaisseur de la zone de charge d'espace et la résistance du canal. Donc l'effet des résistances Rs et Rd est important devant la résistance du canal lorsque Vgs augmente.



(a)



(b)

Figure 28.Comparaison de la caractéristique (I – V) de 2 éme modèle ;avec et sans l'effet des résistances parasites

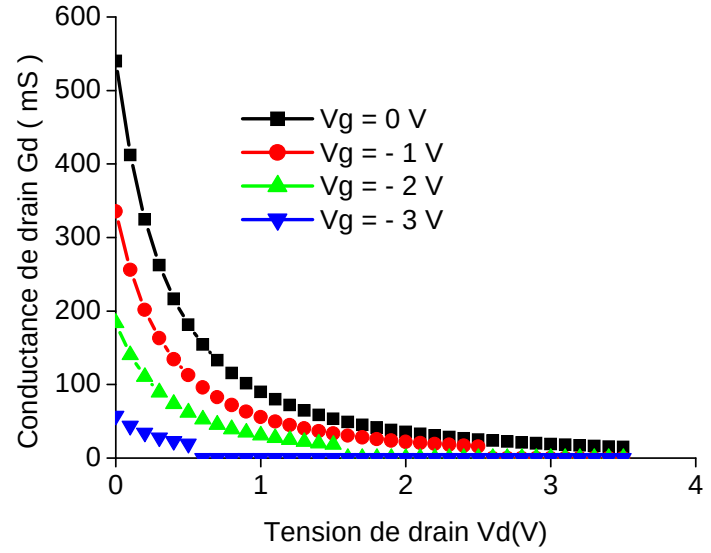
(a) pour le MESFET N°3 , (b)pour le MESFET N°4.

IV.2.2.3.Conductance de drain et transconductance

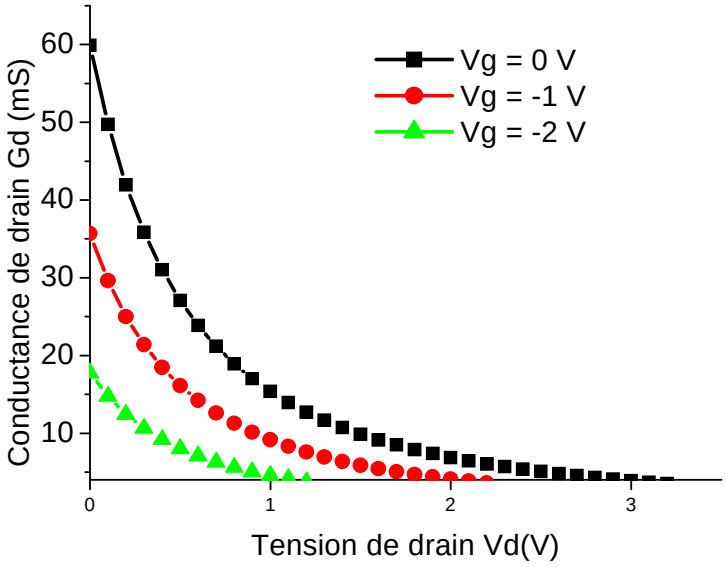
Sur les figures 29 et 30, nous avons présenté les variations de la conductance de drain et de la transconductance en fonction des tensions de polarisation intrinsèques Vg et Vd pour les transistors MESFET GaAs (Vp > 3V) .

Dans la figure 29 , nous remarquons que la conductance de drain qui représente la variation de la résistance du canal suite à une variation de la tension de drain Vds pour une tension Vgs constante , diminue d'une part au fur et à mesure que la tension de drain augmente et d'autre part lorsque la valeur absolue de la tension de grille augmente , elle prend sa valeur maximale en régime linéaire , et s'annule en régime de saturation .

La figure 30 montre que la transconductance qui traduit la variation du courant de sortie ids provoquée par une variation de la tension de commande de grille , à tension Vds constante , augmente d'une part au fur et à mesure que la tension de grille augmente et d'autre part avec l'augmentation de la tension de drain . On note aussi que la transconductance prend la valeur maximale quand la tension de grille est nulle.

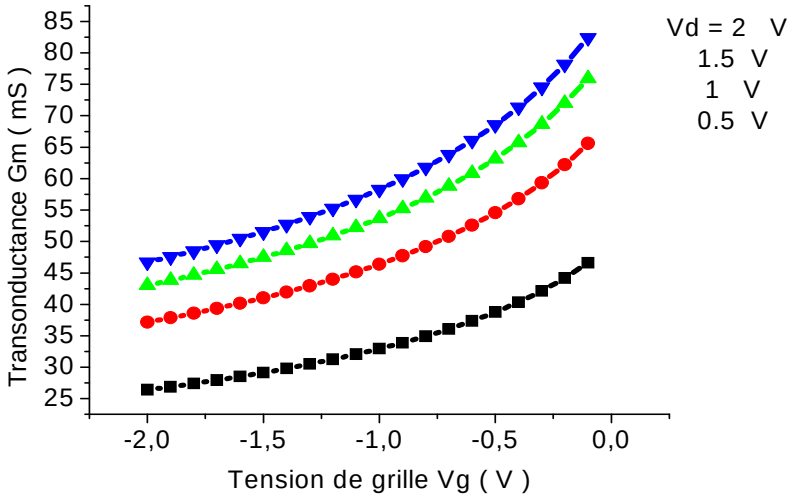


(a)

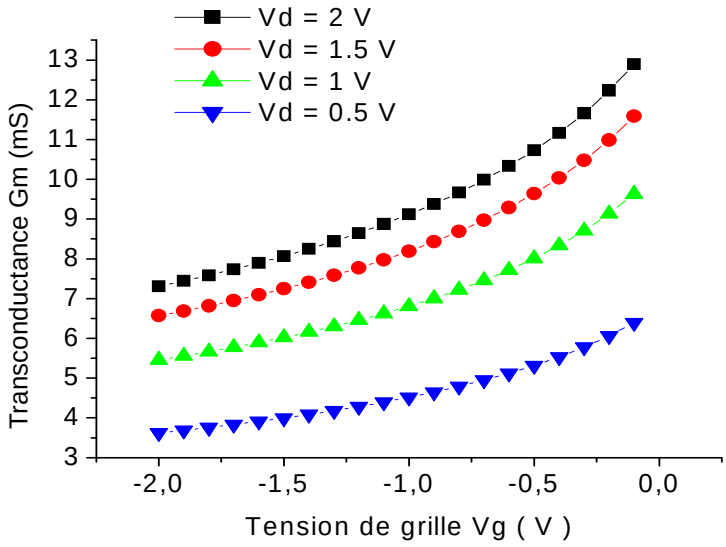


(b)

Figure 29.Conductance de drain Gd (mS) ; (a) pour le MESFET N°3 et (b) pour le MESFET N°4



(a)



(b)

Figure 30. Variation de la transconductance en fonction de la tension de grille ; (a) pour le MESFET N°3 , (b) pour le MESFET N°4.

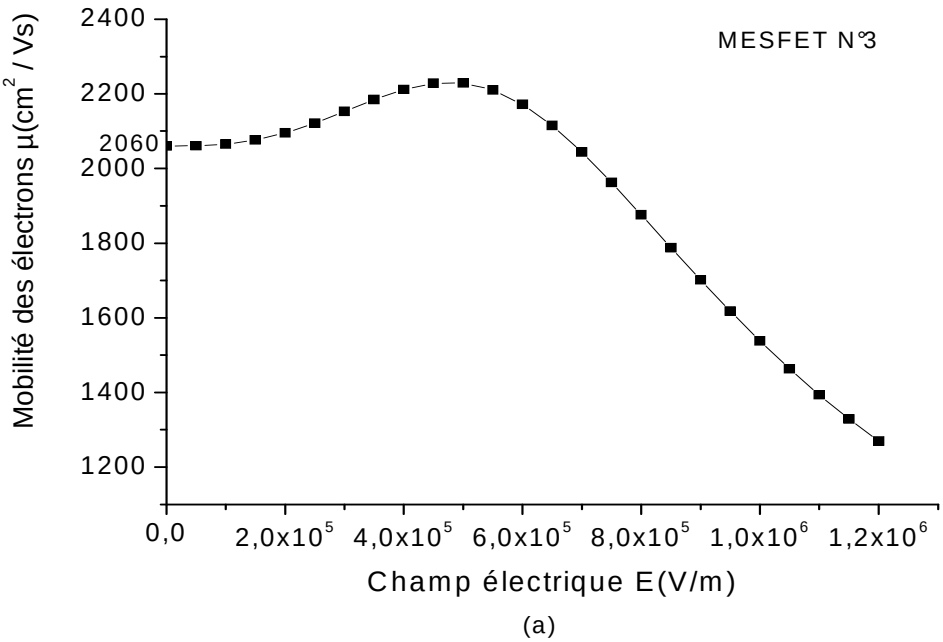
IV.2.2.4.Influence de la mobilité sur les caractéristiques (I-V) :

La mobilité des électrons dans le canal est un facteur clé pour les MESFET's car elle détermine le courant de drain en régime linéaire.Cest la grandeur représentative du transport dans les dispositifs de la micro-électronique . Il est important de déterminer sa valeur ,ainsi que sa dépendance avec le champ électrique et le paramétre n.

IV.2.2.4.a. Les Lois de la mobilité des porteurs

La mobilité et la vitesse des porteurs représentent deux grandeurs physiques très intéressantes caractérisant les matériaux semi conducteurs. Nous traçons la mobilité des électrons en fonction du champ électrique appliqué pour le semi conducteur (GaAs) . Les variations des lois de mobilité que nous avons utilisé pour calculer les expressions du courant de drain dans les régimes de fonctionnement sont :

IV.2.2.4.a. 1.Premier modèle de la mobilité



(a)

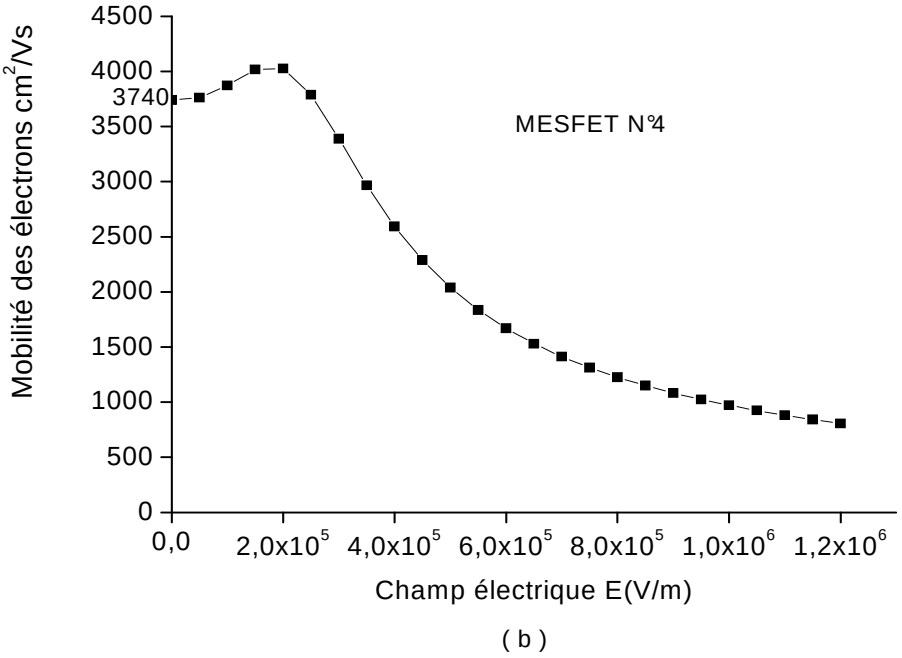


Figure 31.Variation de la mobilité des électrons en fonction du champ électrique (1er modèle de la mobilité) ; (a) pour le MESFET N°3 , (b) pour le MESFET N°4.

IV.2.2.4.a. 2. Deuxième modèle de la mobilité ; 1er modèle de Gaughy Thomas

La variation de la mobilité des électrons de Gaughy Thomas en fonction du champ électrique et de paramètre n est pr**é**sentée dans la figure (32) suivante :

L'augmentation du champ électrique entraine une diminution de la mobilité des électrons, car ces derniers entrent en interactions avec les vibrations du réseau cristallin. Le rapport entre la mobilité μ et le champ électrique *E* change d'un matériau à l'autre, et dépend de la structure des bandes du semi-conducteur lui-même. Nous remarquons aussi que la mobilité des porteurs augmente avec l'augmentation du paramètre n .Pour le MESFET SiC le paramètre n est de l'ordre de 1.Dans notre étude pour le MESFET GaAs nous avons varié le paramètre n entre 1et 4 et nous avons montré l'effet de la variation de ce paramètre sur les caractéristiques I-V.

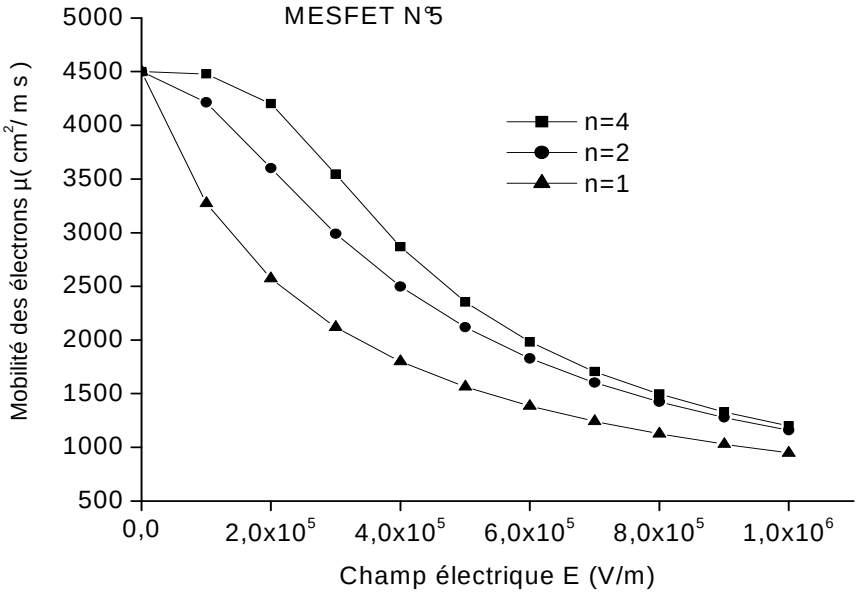


Figure 32.Variation de la mobilité des électrons en fonction du champ électrique et en fonction du paramètre n (2 éme modèle de la mobilité) .

La bande de conduction de GaAs présente plusieurs minima :

*Le minimum central Γ correspond à des électrons de faible masse effective.

*Des minima satellites en bordure de la zone de Brillouin : les électrons ont une grande masse effective et une faible mobilité.

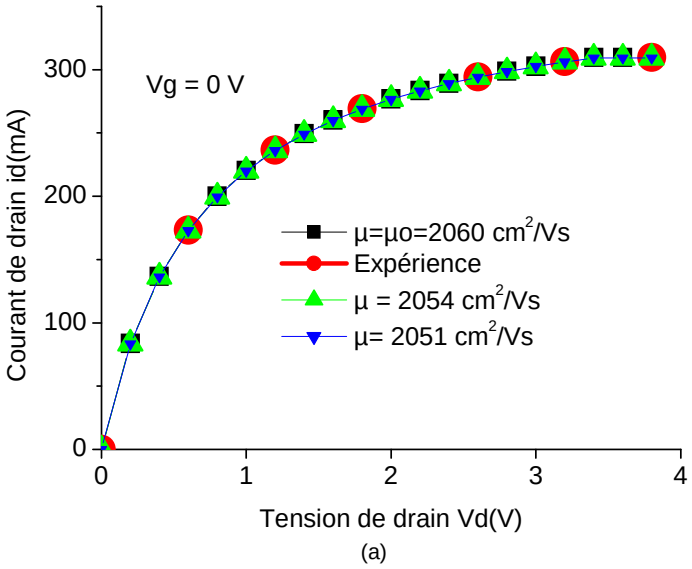
*A faible champ électrique, tous les électrons sont dans le minimum Γ.

*Quand le champ électrique augmente certains électrons sont transférés vers les vallées satellites.

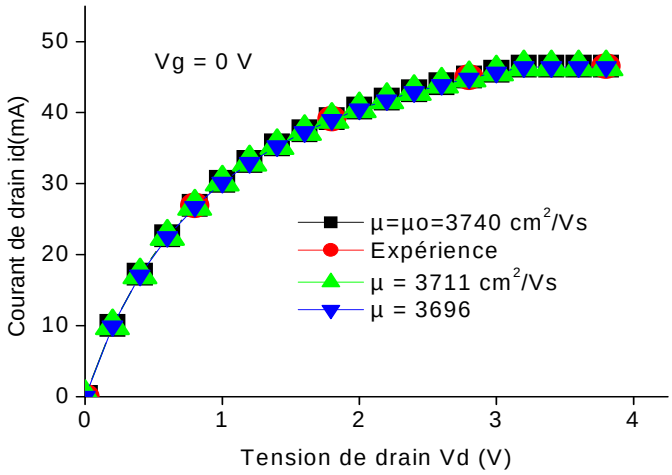
*La vitesse des électrons atteint la vitesse de saturation quand la plus part des électrons sont transférés dans les vallées satellites.

Pour montrer l'effet du champ électrique sur la mobilité et la vitesse des porteurs dans le canal et aussi l'influence de la mobilité sur les caractéristiques (I – V) , nous effectuons une programmation de la loi de la

mobilité en fonction du champ électrique .La figure (33) représente l'effet de la mobilité (1 er modèle) du l'équation (II.39)sur les caractéristiques I-V (2éme modèle) .



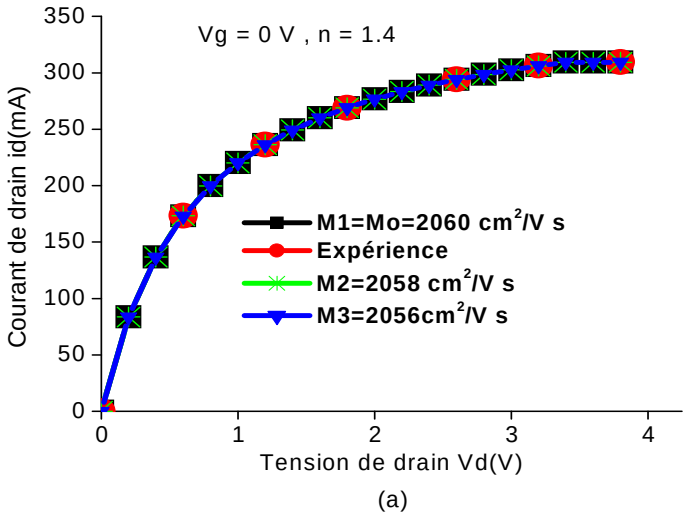
(a)



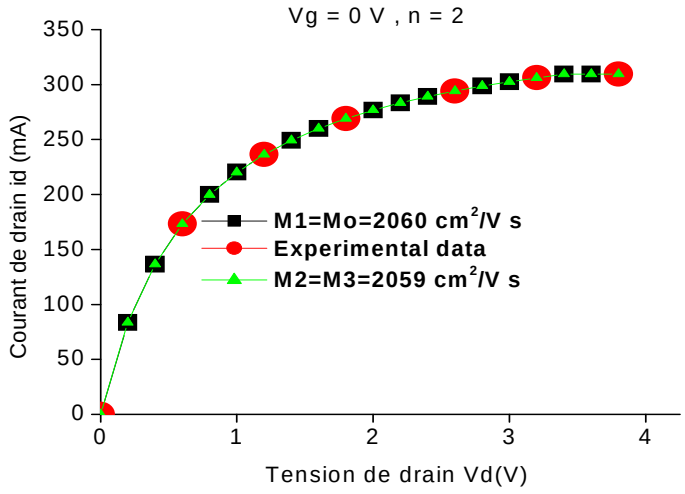
(b)

Figure 33.Courant de drain pour différentes valeurs de mobilité du 1 er modèle de la mobilité dans le domaine de faible champ électrique ; (a)pour le MESFET N°3 , (b) pour le MESFET N°4.

Les figures (34 et 35) représentent l'effet de la mobilité (2 éme modèle) du l'équation (II.67)sur les caractéristiques I-V (2éme modèle) .

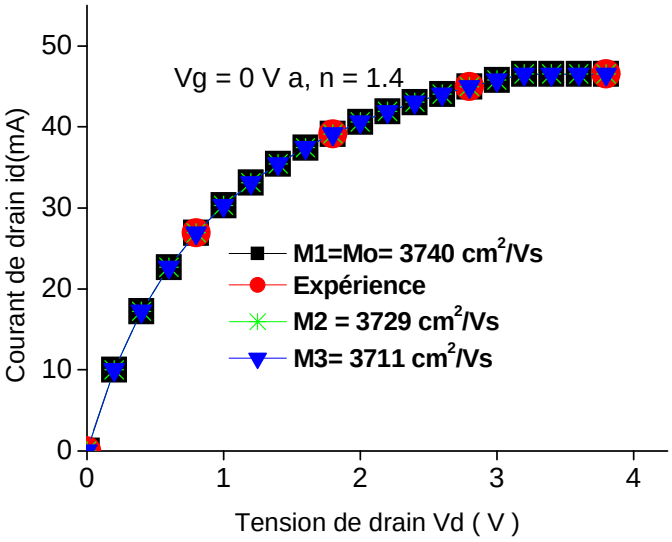


(a)

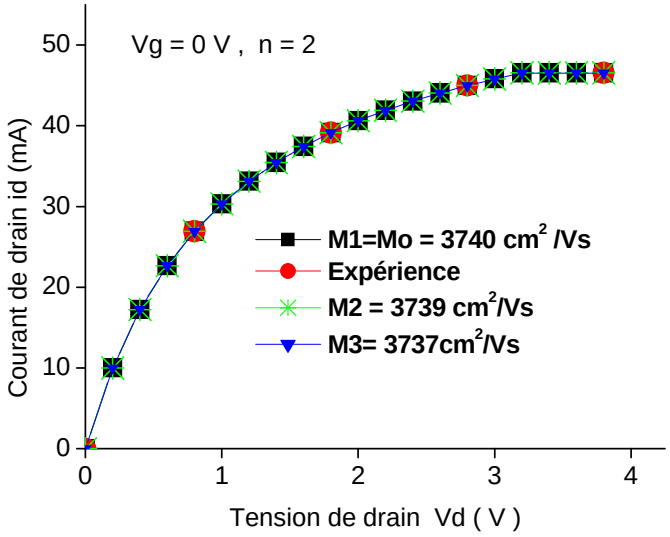


(b)

Figure 34.Courant de drain pour différentes valeurs de mobilité du 2 éme modèle de la mobilité (1er modèle de Gaughy Thomas) dans le domaine de faible champ électrique ; (a) et (b)pour le MESFET N°3 .



(a)



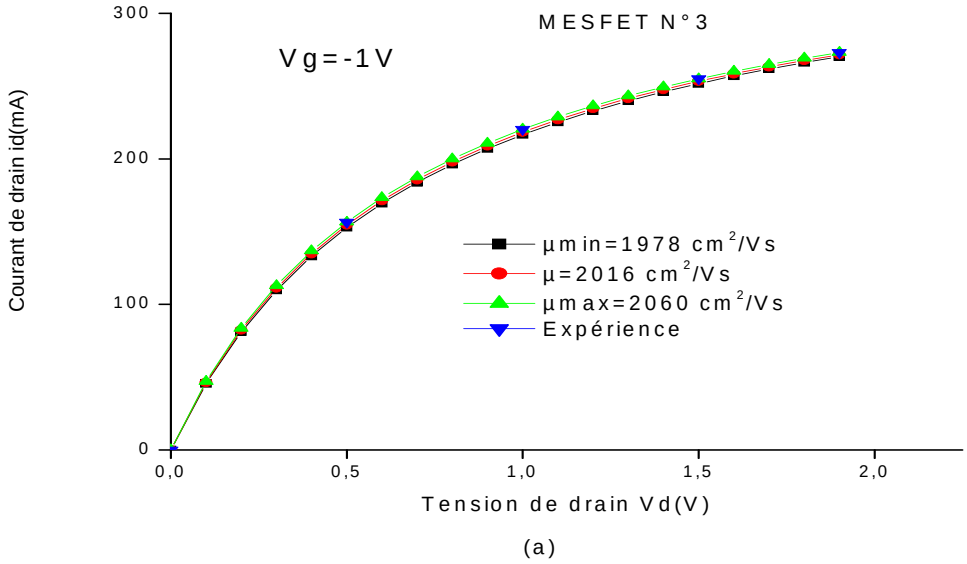
(b)

Figure 35.Courant de drain pour différentes valeurs de mobilité du 2 éme modèle de la mobilité dans le domaine de faible champ électrique ; (a) et (b)pour le MESFET N°4 .

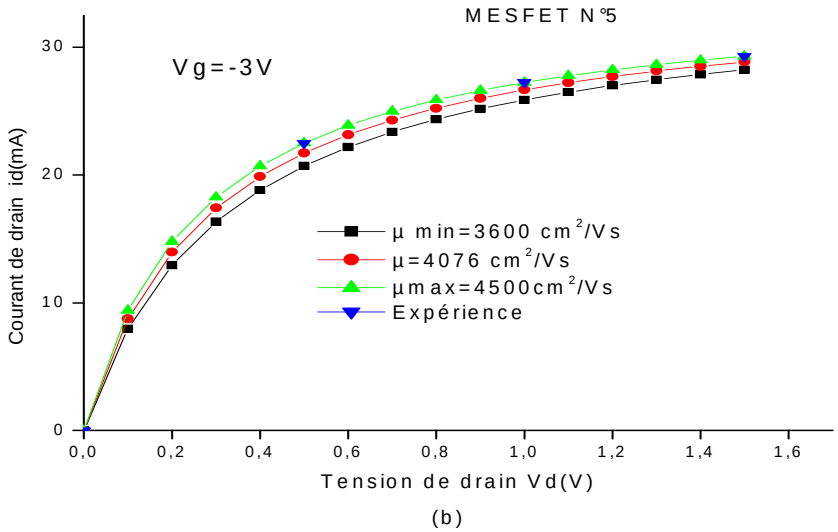
Les figures (34) et (35) présentent les caractéristiques (I -V) pour différentes valeurs de mobilité dans le domaine de faible champ .On observe que le courant de drain augmente avec la mobilité des porteurs et on remarque un bon accord entre les courbes lors que le facteur n qui décrit la tendance à la saturation est de l'ordre de 2 .

IV.2.2.4.a. 3 Troisiéme modèle de la mobilité (2 éme modèle de Gaughy Thomas)

Les figures 36 (a) et (b) présentent l'effet de la mobilité ; 3 éme modèle de la mobilité (2 éme modèle de Gaughy Thomas) sur les caractéristiques I-V (2éme modèle Vp > 3V).



(a)



(b)

Figure 36.Courant de drain pour différentes valeurs de mobilité du 3 éme modèle (2éme modèle de Gaughy Thomas) dans le domaine de faible champ électrique ;(a) pour le MESFET N°3, (b) pour le MESFET N°4.

Les figures 36 (a) et (b) présentent les caractéristiques (I -V) pour différentes valeurs de mobilité dans le domaine de faible champ .On observe que la différence entre les courbes diminue lors que la différence entre les valeurs de µmin et µmax diminue . Les valeurs de la mobilité µmin et µmax ont été calculées par l'équation (II.68).

IV.3.Effet thermique sur les propriétés I-V

Les variations de la mobilité électronique en fonction de la température sont représentées dans la figure 37. Nous constatons que cette mobilité tend à augmenter lorsque la température diminue.

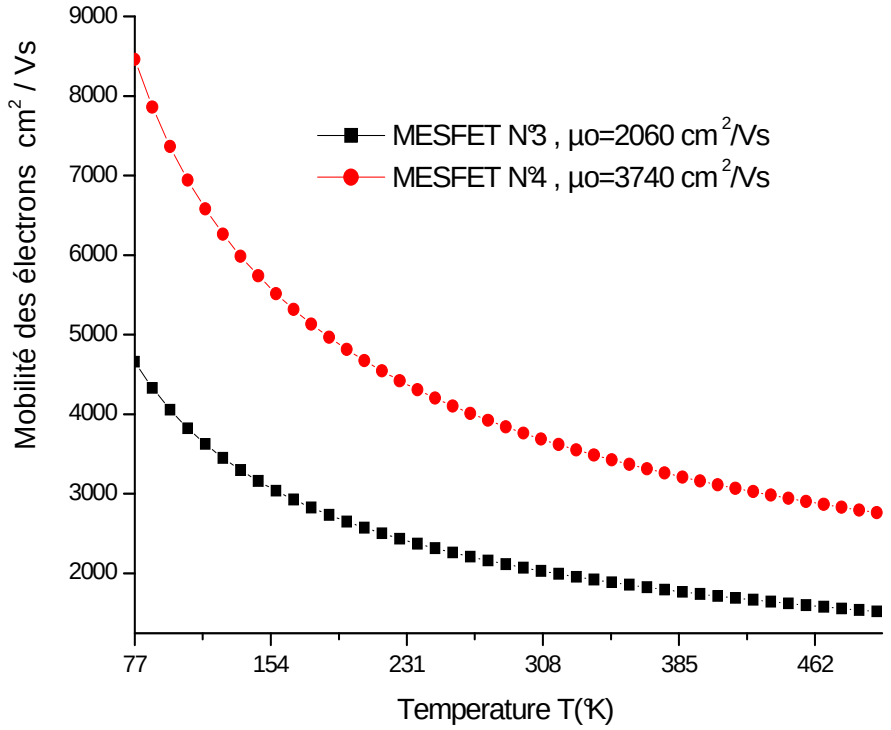
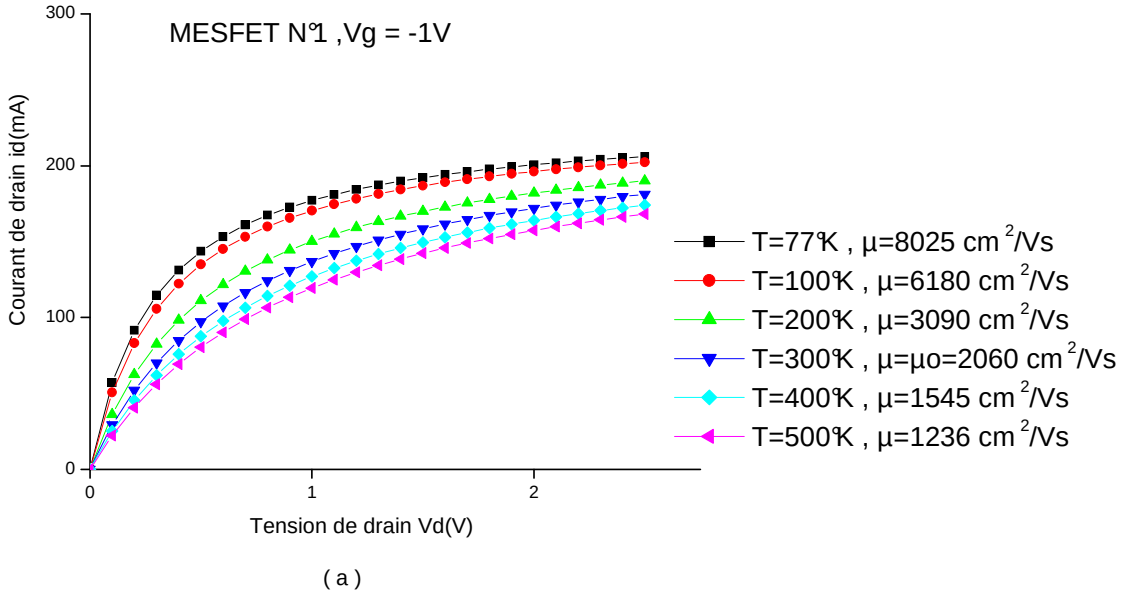
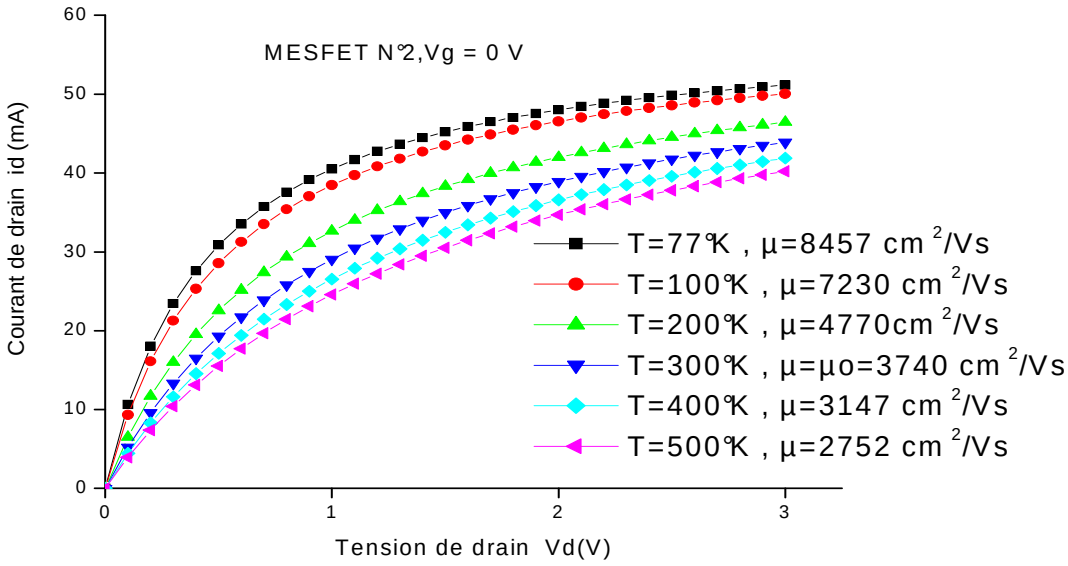


Figure 37.Variation de la mobilité des électrons en fonction de la température.

Pour montrer l'effet de la température sur les caractéristiques (I-V) nous effectuons la simulation numérique avec les lois de mobilité, de la vitesse de saturation en fonction de la température (expressions (II-69), (II-70)).Les figures 38 (a) et (b) montrent les réseaux de caractéristiques de sortie Id-Vd à différentes températures pour un transistor MESFET GaAs (Vp > 3 V) et pour valider les résultats théoriques obtenus , nous les avons comparés avec les mesurés expérimentales effectuées sur plusieurs composants prises dans la littérature .



(a)



(b)

Figure 38.Caractéristique I-V à des températures comprises entre 55°C et 500°C ;(a) pour le MESFET N°3,(b) pour le MESFET N°4 en utilisant l'expression de la mobilité en fonction de la température .

Nous exposons sur les figures 38 (a) et (b), l'influence de la température sur le transistor MESFET. Les performances et la fiabilité d'un transistor sont fortement influencées par la température. La conduction le long du canal étant

due aux porteurs majoritaires, elle ne sera modifiée par la température que pour une variation de certains paramètres (mobilité des électrons, la hauteur de barrière Schottky, la vitesse de saturation, la constante diélectrique et même la résistance spécifique des contacts ohmiques).

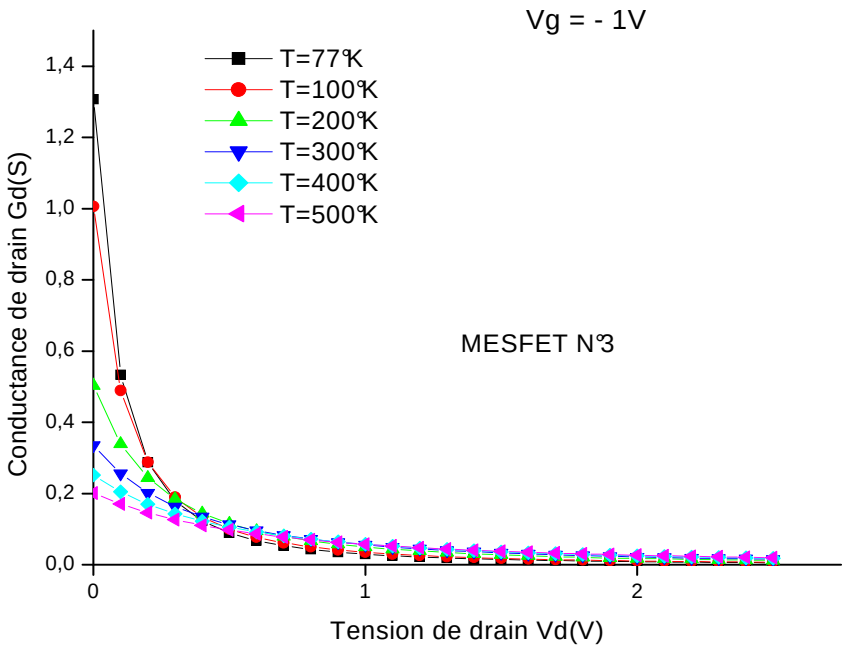
Si la température croit, l'agitation thermique des porteurs croit, le nombre des porteurs croit également et par conséquent la mobilité des porteurs majoritaires du canal diminue, ce qui provoque une diminution du courant Ids. De même la hauteur de barrière de potentiel diminue quand la température augmente, donc la zone désertée se rétrécit, par contre la largeur du canal augmente et par conséquent le courant drain décroît [44].

.

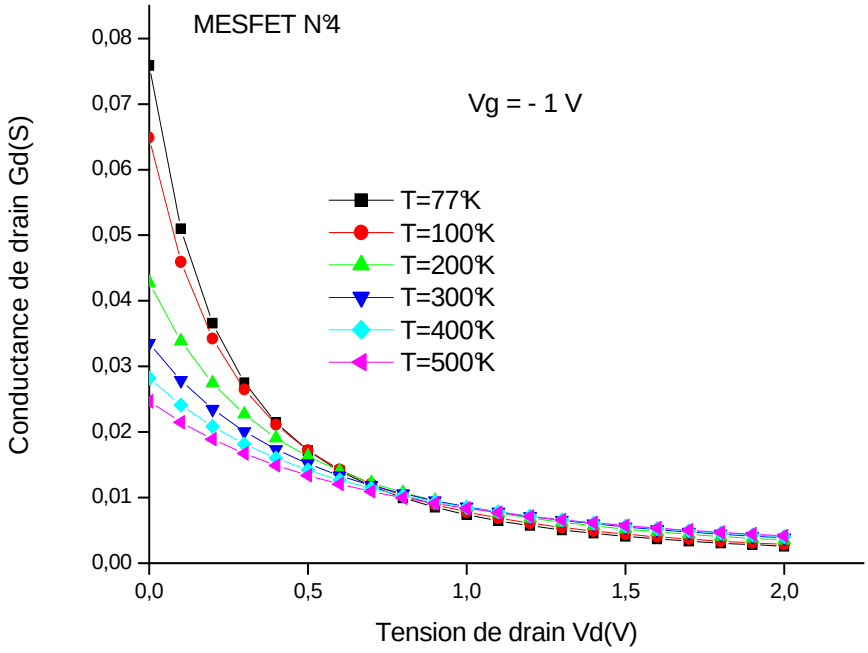
IV.4.Effet thermique sur la conductance de drain et la transconductance

IV.4.1.Effet thermique sur la conductance de drain

La variation de la conductance de drain en fonction de la tension de drain pour différentes valeurs de température est présentée dans la figure 39.De 77°K à 500°K, nous remarquons une diminution de la conductance de drain avec l'augmentation de la température. Si la température croit ,l 'agitation thermique des porteurs croit et par conséquent la mobilité des porteurs diminue ,ce qui provoque une diminution de la conductance de drain.



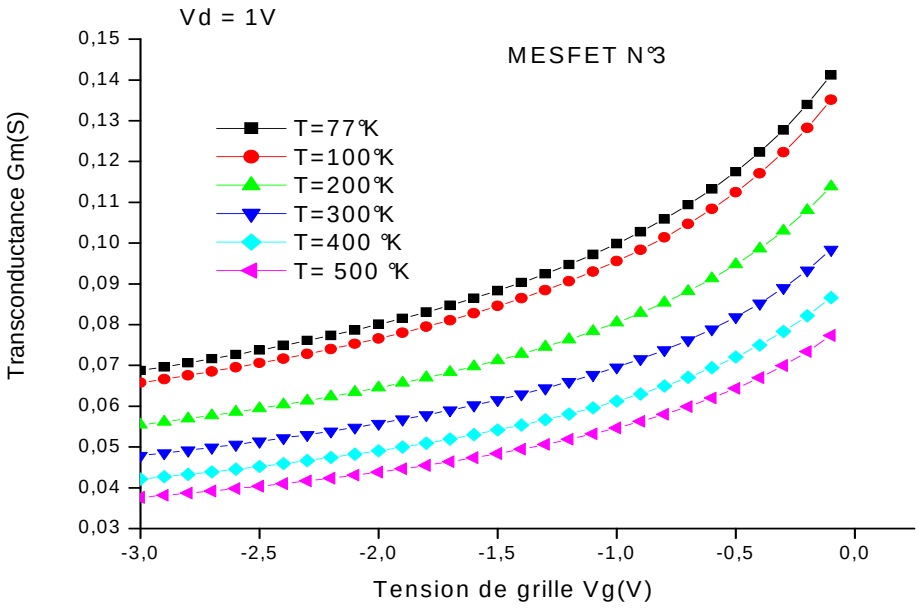
(a)



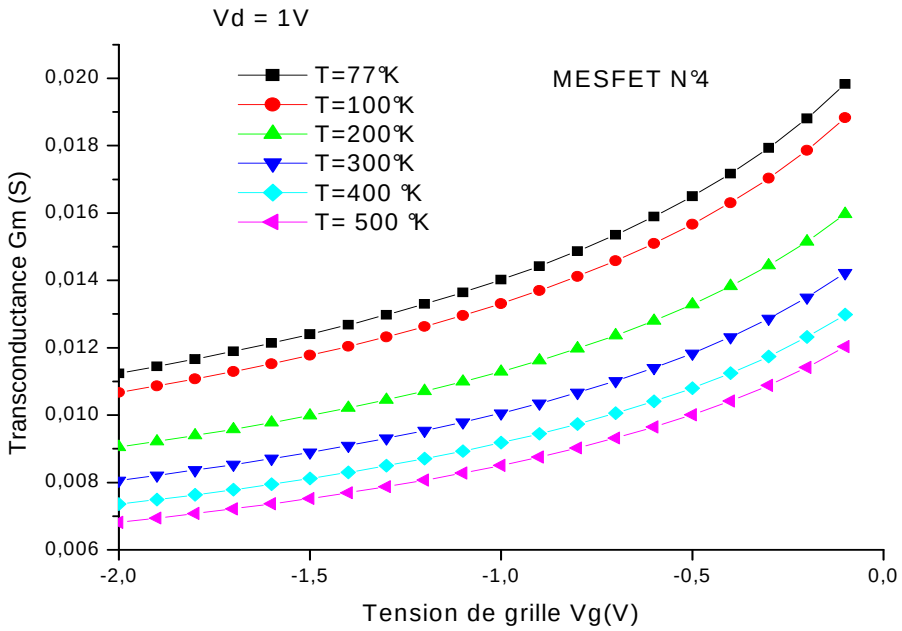
(b)

Figure 39. Variation de la conductance de drain en fonction de Vd à des températures comprise entre 55°C et 500°C ;(a) pour le MESFET N°3, (b) pour le MESFET N°4.

IV.4.2.Effet thermique sur la transconductance



(a)



(b)

Figure 40. Variation de la transconductance en fonction de tension de grille Vg à des températures comprises entre 55°C et 500°C ; (a) pour le MESFET N°3, (b) pour le MESFET N°4.

La mobilité tend à augmenter lorsque la température diminue, ainsi la transconductance du transistor décroît en fonction de la température.

La création de chaleur dans le MESFET GaAs est due aux :

1. Effet de Joule des électrons et des trous [45] .

*Les électrons accélérés par le champ électrique intense dans le MESFET GaAs s'échauffent et deviennent énergétique. Ces électrons sont appelés des électrons chauds. Lorsque les électrons sont transférés vers les vallées satellites, ils interagissent avec les phonons optiques afin de délivrer leur énergie. Bien que les électrons puissent transférer l'énergie aux phonons optiques, ce mode ne peut conduire la chaleur puisque sa conductivité thermique est négligeable .La chaleur est donc transférée aux phonons acoustiques, qui la propagent à la vitesse du son dans le réseau.

2. Les phénomènes de radiation .

3. Le processus de génération - recombinaison des paires électrons –trous libère une quantité de chaleur .

4. La diminution des dimensions du MESFET GaAs engendre une augmentation de température du composant à cause des collisions entre les électrons et le réseau .

Ces phénomènes provoquent une diminution de la mobilité des porteurs dans le canal et par conséquence une diminution ; du courant de drain, la conductance de drain et la transconductance.

IV.5.Modèle I-V de la tangente hyperbolique

La figure 41 montre une comparaison entre la simulation obtenue à partir du modèle de la tangente hyperbolique et l'expérience pour le MESFET GaAs avec une tension de pincement faible .Les résultats de simulation montrent une excellente concordance entre le calcul et la mesure.

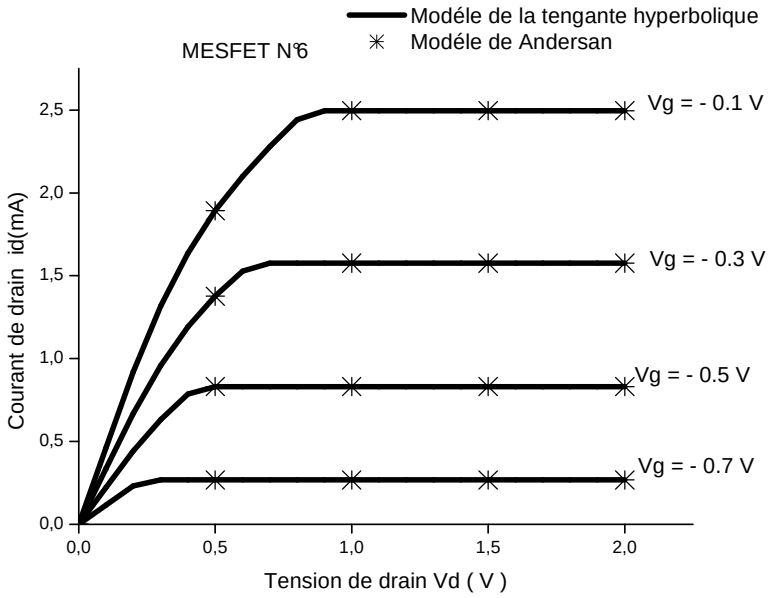


Figure 41.Caractéristiques statiques id (Vd , Vg) avec le modèle de la tangente hyperbolique (Vp ≤ 3 V) ,pour le MESFET N°6.

Tableau 3 : Paramètres technologiques et géométriques du transistor MESFET N°6 [46].

Paramètres	**MESFET N°6**
Densité de donneurs Nd (at.cm^{-3})	5.82×10^{17}
Epaisseur de la zone active a (µm)	0.21
Longueur du canal L (µm)	1
Largeur du canal Z (µm)	20
Tension de pincement Vp(V)	*1.7*
Mobilité des électrons µn(cm^2 /Vs)	3700
Tension de diffusion Vbi(v)	0.77
vitesse de saturation vs (cm/s)	2.77×10^7

Conclusion générale

Conclusion générale

Le but essentiel de la simulation du MESFET est de développer son rendement au niveau industriel, ainsi il est très utile d'étudier son comportement physique. Au cours de ce travail, nous avons effectué une étude non linéaire des transistors à effet de champ en général, et le MESFET GaAs en particulier. Celle-ci nous a permis d'élaborer d'une part un modèle analytique qui simule l'ensemble des propriétés statiques de ce composant, en prenant compte les effets des paramètres physiques et géométriques sur les caractéristiques courant tension du transistor.

Nous avons présenté les résultats des modèles analytiques pour décrire les propriétés statiques du MESFET GaAs .Nous avons trouvé que le 1er modèle du courant de drain est valide pour les composants MESFET GaAs avec une tension de pincement faible. Nous avons développé l'expression du courant de Tsap et Sze pour les MESFET en SiC et nous avons trouvé un modèle analytique valide pour les transistors MESFET GaAs avec une tension de pincement élevée.

Dans ce mémoire , nous avons présenté aussi la variation de la mobilité en fonction du champ électrique et en fonction de la température , la conductance de drain et la transconductance ,l'effet des résistances parasites ,l'effet de la mobilité sur les caractéristiques I-V.

Les résultats obtenus sont comparables aux résultats expérimentaux ce qui montre que notre modèle pour les MESFET GaAs avec une tension de pincement élevée et le 2 ^{éme} modèle de la mobilité en fonction du champ électrique peuvent être utilisées dans le cas du matériau arséniure de gallium .

Références bibliographiques

References bibliographiques

[1] W.Shockeley , A unipolar field -effect transistor , Proc. IRE , Vol.40 , pp.1365 –1376 , Nov.1952 .

[2] S. M . Sze , Physics of semiconductor devices ,2nd Edition 1981 .

[3] C. Peter , Transistors a effet de champ ,V-3.0, Polytech' Nice Sophia .

[4] Cours d'Electronique, 6ème leçon : Le transistor à effet de champ à jonction : le JFET, Université de Caen.

[5] http://perso.orange.fr/fabrice.sincere , Cours d'Electronique ; Le transistor JFET(Junction Field Effect Transistor),Université Henri poincaré - Nancy1.

[6] M. Bernard, Les transistors à effet de champ , Lycee Lachenal - édité le 11/03/2009.

[7] B. Boittiaux, Le transistor à effet de champ à jonctions ,le 5 avril, 2004 .

[8] J. Beauvais , « Cristallogenèse des composés III-V », Département de génie électrique et de génie informatique , Université de Sherbrooke , Décembre 2002.

[9] Equipe des concepteurs :Olivier Videme , Dispositifs et circuits micro-onde, Master pro 2 en télécommunications, Université de Yaounde , Cameroun.

[10] E.F.Schubert, JFETs and MESFETs , Rensselaer polytechnic institute, 2003.

[11] B.Mallet-Guy ,Modélisation non linéaire distribuée des transistors à effet de champ : Application à l'analyse de la stabilité des transistors des caractéristiques en bruit dans les circuits MMIC millimétriques , Thèse de Doctorat , Université de Limoges ,Faculté des sciences , Spécialité : « Télécommunications » , Mars 2001 .

[12] P. Chevalier, Transistors HEMT sur matériaux III-V **,** Dernière mise à jour : 19 février 1999.

[13] J. Redoutey , Les transistors à effet de champ MOS ,Troisième année CSA 5C COSP , centrale Marseille.

[14] Khemissi Saad Eddine , Modélisation et simulation des transistors MESFET GaAs , Thèse de Magister , Université de Constantine , Mai 2003 .

[15] K . Horio, A Wakabayashi , Computer-Aided Analysis of Surface-State Effects on Kink Phenomena in GaAs MESFET's , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques , Vol 47, No. 4, pp 516-518, 1999 .

[16] M. Lau , Small signal equivalent circuit extration from a gallium arsenide MESFET device , Thése de Doctorat ,Université de deVirginia , 23 Jui 1997 .

[17] B.Mallet-Guy , Modélisation non linéaire distribuée des transistors à effet de champ : Application à l'analyse de la stabilité des transistors des caractéristiques en bruit dans les circuits MMIC MILLIMETRIQUES , Thèse de Doctorat , Université de Limoges ,Faculté des sciences , Spécialité : « Télécommunications » , Mars 2001 .

[18] R . Anholt , Electrical and thermal characterization of MESFETs , HEMTs, and HBTs , Artech House , 1994 .

[19] Z . Ouarch , Caractérisation et modélisation des effets de pièges et thermiques des transistors à effet de champ sur GaAs . Application à la simulation de la dynamique lente des circuits non linéaires micro-ondes , Thèse de Doctorat , Université de Limoges , 1999.

[20] K. Horio, Y. Fuseya , Two-dimensional simulations of drain-current transients in GaAs MESFET's with semi insulating substrates compensated by deep levels , IEEE Transactions on Electron Devices , Vol . 41 , n°8 , Aout 1994 , p 1340-1346 .

[21] K. Kunihiro, Y. Ohno , A large-signal equivalent circuit model for substrate-induced Deain -Lag phenomena in HJET's , IEEE Transactions on Electron Devices , Vol. 43, n°9, Sept. 1996, p 1336-1342 .

[22] K . Horio , T. Y .Amada , Two-Dimensional Analysis of Surface-State Effects on Turn - On characteristics in GaAs MESFET's , IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 46, n°4, Avril. 1996, p 648-655.

[23] A. Van Der Ziel , Noise in solid state devices and circuits ,Wiley-Inter science publication , ISBN 0-471-83234-0 .

[24] L. K. J. Vandamme , Noise as a Diagnostic Tool for Quality and Reliability of Electronic Devices , IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 41, n°11, Nov. 1994, p 2176-2187 .

[25] K. Kandiah , Radom Telegraph Signal Currents and Low Frequency Noise in Junction Field Effect Transistors , IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 41, n°11, Nov. 1994, p 2006-2015 .

[26] W. Shockley, A unipolar field-effect transistor , Proceedings of the IRE ,Vol. 40, 1962, pp. 1365 – 1376

[27] C. Kaddour, C. Azizi, S.Khemissi, M. Zaabat and Y. Saidi , Analytical model for GaAs MESFET with high pinch off voltage, Journal of Materials Science and Engineering A 3 (12) (2013) 853-858.

[28] H.Mathieu , Physique des semi conducteurs et des composants électroniques , quatrième Edition , Masson . Paris 1998.

[29] S. Khemissi, Modélisation et simulation des transistors MESFET GaAs, Thése de Magister, université de Mentouri -Constantine, 2003.

[30] Y.Saidi , W. Alliouat , I. Hamma, M. Zaabat ,and C. Azizi, Effect of mobility on IV characteristics of GaAs MESFET , Journal of Electron Devices , Vol.11,2011,pp.602-608.

[31] B. Tsap , Silicon carbide microwave field effect transistor: Effect of field dependent mobility, Solid-State Electron 38 (1995) 1215.

[32] S.M. Sze, Physics of Semiconductor Devices, New York: Wiley, 1981, p. 326.

[33] C. Kaddour, Propriétés statiques et dynamiques du transistor MESFET GaAs à éffet de champ à grille Schottky , Mémoire de Magister , Université de Constantine,2005.

[34] DM. Caughy , R.E. Thomas , Carrier nobilities in silicon empirically related to doping and field, Proc IEEE 52 (1967) 2192.

[35] S.P. Murray, K.P. Roenker , An analytical model for SiC MESFET s, Solid State Electronics 46 (2002)1495-1505.

[36] Zoltán Mics ,Andrea D'Angio, Søren A. Jensen, Mischa Bonn, and Dmitry Turchinovich , Density - dependent electron scattering in photo excited GaAs in strongly diffusive regime , APPLIED PHYSICS LETTERS 102, 231120 (2013) ,Allemagne .

[37] I. Hamma , Contribution a l' étude des propriétés statiques du MESFET GaAs, Mémoire de magister, Centre Universitaire de Oum El Bouaghi, 2007.

[38] T.A. Fjedly , T. Yterdal , M.S.Shur , Introduction to Device Modeling and circuit , New York ,Wiley, 1998.

[39] A. Khiter, Simulation numérique des transistors à effet de champ MESFET GaAs , Thèse de Magister, Université de Batna, 1997.

[40] D. Guiza , Analyse des transistors à effet de champ MESFET GaAs, Mémoire deMagister , Département d électronique, Université de Constantine .

[41] M.S.Shur, Analytical models of GaAs FET's , Electron Devices, IEEE Transactions on (Volume : 32 , Issue: 1) , jan 1985.

[42] S. Khemissi , C.Azizi , A Two Dimensional Analytical Modeling of the Current Voltage Characteristics for Submicron Gate Length GaAs MESFET's , International Journal of Engineering – Technology IJET-IJENS Vol:12 No:04 (August 2012).

[43] C. Azizi , Le transistor hyperfréquence à effet de champ à l'arséniure de gallium : Modèle mathématique pour la conception assistée par ordinateur des circuits non linéaires , Thèse d'état , Paul Sabatier , Toulouse-France , 1981.

[44] H. Djelti , M. Feham et M. Kameche , Etude comparative des paramètres géométriques et électriques du transistor MESFET bigrille en GaAs et en 4H-SiC, Université Abou Bakr Belkaid, BP 230, 13000 Tlemcen-Algérie

[45] N. Kaddouri ,La génération de chaleur dans un MESFET GaAs submicronique ,Conférence Internationale CIGE'10, 03 - 04 Novembre 2010,Université de Bechar, Algérie .

[46] M.Andersson ,GaAs MESFET Modeling for digital integrated circuit simulation , A Licentiate's thesis, Helsinki University of Technology -1991, Finland.

Titre : Analyse des transistors à effet de champ

Résume :

Le transistor à effet de champ (FET) est un composant électronique actif utilisé dans les dispositifs électroniques et a une grande importance dans les sciences de l'information. A cause de l'importance de ce composant dans la technologie , nous nous sommes intéressés dans le cadre de notre étude au transistor à effet de champ en cas général et à la modélisation et la simulation des transistors à effet de champ à grille Schottky à l'arséniure de gallium dit« MESFET GaAs » en cas particulier .

La première partie de ce travail présente l'état l'art des transistors à effet de champ (JFET,MESFET,MOSFET,HEMT) et les phénomènes physiques qui régissent leurs performances.

Dans la deuxième partie de ce travail, nous présentons des modèles analytiques du transistor MESFET GaAs .Ces modèles sont basés sur l'analyse physique du MESFET en tenant compte la tension de pincement faible $Vp \leq 3$ V et élevée $Vp > 3V$, l'influence de la mobilité en fonction du champ électrique et en fonction de la température et l'effet des résistances parasites sur les caractéristiques I-V, l'effet de la température sur la conductance de drain et la transconductance .

Enfin, nous terminons ce travail par établissement d'un logiciel de simulation basé sur les expressions analytiques obtenues précédemment. Les résultats obtenus ont été présentés, discutés et comparés avec ceux de l'expérience existante dans la littérature.

Mots clés :Grille Schottky, Modélisation , Simulation, MESFET GaAs, Modèle Analytique , Caractéristiques I-V .

Title : Analysis of field effect transistors

Abstract

The field effect transistor (FET) is an active electronic component used in electronic devices and has a great importance in information science. Because of the importance of this component in the technology, we were interested in our study to the field effect transistor in general cases and to the modeling and simulation of Schottky gate field effect GaAs MESFET transistor in particular cases.

The first part of this work presents the art state of field effect transistors (JFET, MESFET, MOSFET , HEMT) and the physical phenomena that govern their performance. In the second part of this work, we present analytical models for the transistor GaAs MESFET. These models are based on physical analysis of MESFET taking into account the low ($Vp \leq 3$ V) and the high $Vp > 3$V pinchoff –voltage , the influence of the mobility as a function of electric field and temperature depending , the effect of parasitic resistances on the I-V characteristics,The effect of temperature on the drain conductance and the transconductance .

Finally, we have finished this work by establishing a software simulation based on the analytical expressions obtained above. The obtained results have been presented, discussed and compared with those of the existing experience in the literature.

Key words : Schottky gate, Modeling, Simulation, GaAs MESFET, Analytical model, I-V characteristics.

العنوان : تحليل الترانزستورات ذات الأثر الحقلي

ملخص

الترانزستور ذو *الأثر الحقلي* هو عنصر إلكتروني نشط يستخدم في الأجهزة الإلكترونية، وله أهمية كبيرة في علم المعلومات . ونظرا لأهمية هذا المركب في التكنولوجيا، نحن مهتمون في دراستنا بالترانزستور ذو *الأثر الحقل بصفة عامة* و بالنمذجة والمحاكاة للترانزستورات ذو *الأثر الحقل والحاجز شوتكي* المصنوع بزرنيخات الجاليوم *بصفة خاصة* .

الجزء الأول من هذا العمل يطرح الوصف العام للترانزستورات ذات *الأثر* الحقلي HEMT, MOSFET,MESFET, JFET والعمليات الفيزيائية التي تحكم أدائها.

في الجزء الثاني من هذا العمل، نقدم نماذج تحليلية للترانزستور MESFET GaAs . هذه النماذج تعتمد على التحليل الفيزيائي للمركب MESFET مع الأخذ بعين الاعتبار جهد الوخز الضعيف $Vp \leq 3V$ وجهد الوخز المرتفع $Vp > 3V$ ،تأثير الحركية بدلالة الحقل الكهربائي و الحرارة وتأثير المقاومات الطفيلية على الخصائص تيار – جهد، تأثيرالحرارة على المواصلة .

وفي الأخير أنشأنا برنامج محاكاة اعتمادا على العبارات الرياضية المحسوبة سابقا، حيث قُدمت النتائج المحققة ونوقشت على ضوء بعض المقارنات الموجودة في المراجع.

الكلمات المفتاحية :الحاجز شوتكي_ ،_النمذجة ،المحاكاة،MESFET GaAs ، نموذج تحليلي، الميزات تيار – جهد .