

**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'ordre :.....

Série :.....

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

Doctorat en sciences

Spécialité : Sciences des matériaux

Option : Semi - conducteur

Thème :

**Optimisation des caractéristiques des transistors
à effet de champ à l'arséniure de gallium
à grille Schottky MESFET GaAs**

**Par :
Mellal Saida**

Soutenue le 17 juin 2015

Devant le jury composé de :

Président :	R.Guemini	Professeur	Université Larbi Ben M'hidi- Oum El Bouaghi
Rapporteur :	C.Azizi	Professeur	Université Larbi Ben M'hidi- Oum El Bouaghi
Examineur:	M .Zaabat	Professeur	Université Larbi Ben M'hidi- Oum El Bouaghi
Examineur :	Y.Saidi	Professeur	Université 1 Constantine
Examineur :	S. Khemissi	M.C.A	Université Abbess Laghrour Khenchela

A la mémoire de mon père

A ma mère

A mes filles

Mes frères et sœurs

A tous ceux qui me sont chers

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier Mme AZIZI CHERIFA de m'avoir permis de réaliser cette thèse dans son équipe au département de Physique d'Oum El Bouaghi, pour sa disponibilité et la qualité de son encadrement ainsi que pour le soutien et la patience dont elle a fait preuve tout au long de ces années.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur le Professeur M. Zaabat et à Monsieur D. Reçham qui ont dirigé ces travaux et qui m'ont guidé à travers leurs conseils scientifiques et pédagogiques. La disponibilité et le contact humain qu'ils ont montrés sont inséparables de la mise en oeuvre de ce travail.

Je remercie également M. Henri BAUDRAND pour m'avoir accueilli au sein de l'école polytechnique de Toulouse (ENSEEIH), pour son aide précieuse et sa participation à ces travaux, notamment en ce qui concerne l'application de la méthode itérative au transistor MESFET GaAs.

Je suis très honorée que Mr. R. GUEMINI ait accepté d'être président du jury, qu'il en soit ici remercié. Je tiens à remercier, Mme. Y. SAIDI et Mr. S. KHEMISSI d'avoir acceptés d'être membres du jury. L'enthousiasme de chacun dans cette tâche m'honore au plus haut point.

Enfin je ne pourrais terminer sans remercier très chaleureusement tous ceux qui ont largement contribué à l'aboutissement de ce travail et qui me supportent depuis de nombreuses années.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
 Chapitre 1 : DESCRIPTION DU TRANSISTOR MESFET : ETAT DE L'ART ET ELEMENTS PRINCIPAUX	
I.1 INTRODUCTION	4
I.2 ETAT DE L'ART DU TRANSISTOR MESFET	4
I.2.1 Evolution des familles des Transistors à effet de champs FET	4
I.2.1.1 Transistor à effet de champ à grille isolée (MOSFET)	5
I.2.1.2 Transistor à effet de champ a jonction (JFET)	6
I.2.1.3 Transistor à effet de champ à contact Schottky (MESFET)	7
I.2.2 Structure du MESFET	8
I.2.2.1 Choix du matériau	8
I.2.2.2 Structure générale du MESFET	10
I.2.3 Généralités sur le fonctionnement du MESFET	12
I.2.3.1 Fonctionnement linéaire (région ohmique) : Vds faible	13
I.2.3.2 Régime de saturation du courant (région saturée) : Vds augmente	13
I.2.3.3 Région d'avalanche : Vds augmente d'avantage	17
I.3 TECHNOLOGIE DU MESFET	17
I.3.1 La couche active	17
I.3.2 La grille submicronique	18
I.3.3 Le contact Schottky de grille.....	18
I.3.3.1 Barrière de potentiel et zone de charge d'espace	18
I.3.3.2 Champ et potentiel électrique	20
I.3.3.3 Charge totale de la zone de charge d'espace	20
I.3.3.4 Capacité de la zone de charge d'espace	20
I.3.4 Les contacts ohmiques de source et de drain	21
I.3.5 Les substrats semi-isolants	21
I.3.5.1 Rôle et importance du substrat	21
I.3.5.2 Fabrication du substrat semi-isolant GaAs	21
I.3.6 Amélioration de la structure du MESFET	22
I.3.6.1 Mesfet à grille creusé	22
I.3.6.2 Mesfet à grille champignon	23

I.3.6.3 MESFET en structure LDD	23
I.3.6.4 MESFET à grille divisée en plusieurs doigts.....	24
I.3.6.5 Autres structures	24
I.4 EFFETS DISPERSIFS DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP	25
I.4.1 Les phénomènes de pièges	25
I.4.1.1 Phénomène de « Gate-lag »	25
I.4.1.2 Phénomène de « Self-backgating »	26
I.4.2 Effets thermiques	27
I.4.3 Phénomènes d'avalanche	28
I.5 CONCLUSION	29

Chapitre 2 : MODELISATION PHYSIQUE DU TRANSISTOR MESFET GaAs

II.1 INTRODUCTION	31
II.2 EVOLUTION DES TECHNIQUES DE SIMULATION DU MESFET.....	32
II.2.1 Les modèles numériques	32
II.2.2 Les modèles physiques	33
II.3 MODELISATION PHYSIQUE DU TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP	
MESFET GaAs	33
II.3.1 Hypothèses sur les phénomènes physiques	34
II.3.1.1 Mobilité des porteurs	34
II.3.1.2 Vitesse des porteurs	35
II.3.1.3 Dynamique des porteurs – survitesse	36
II.3.1.4 Transition entre zone dépeuplée et zone neutre	36
II.3.1.5 Effets de bords	37
II.3.1.6 Effets liés au substrat	37
II.3.2 Equations fonctionnelles du Mesfet GaAs : recherche d'un modèle décrivant les phénomènes physiques	38
II.3.2.1 Equations fonctionnelles du MESFET intrinsèque	38
II.3.2.2 Calcul du potentiel électrostatique	39
II.3.3 Zone de charge d'espace	43
II.3.4 Courant de drain dans le canal	44
II.3.4.1 Effet de la loi de mobilité	45
II.3.4.2 Détermination de l'expression du courant selon les différents régimes de fonctionnement	46

II.3.5 Transconductance et conductance de drain	46
II.3.6 Capacité du canal	48
II.3.6.1 Détermination de la charge stockée dans la zone de charge d'espace	49
II.3.6.2 Détermination des capacités	51
II.3.7 Effets des résistances d'accès	55
II.3.8 Les effets thermiques	57
II.4 PERFORMANCES D'UN COMPOSANT A EFFET DE CHAMP	57
II.4.1 Temps de transit (t_t).....	57
II.4.2 Fréquence de transition (f_t).....	58
II.4.3 Fréquence maximale (f_{max}).....	58
II.5 COMPARAISON AVEC D'AUTRES MODELES ANALYTIQUES	
DU MESFET-GaAs	59
II.5.1 Modèle de Materka	59
II.5.2 Model de Ahmed	60
II.6 CONCLUSION	60

Chapitre 3 : RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATION DES PHENOMENES

III.1 INTRODUCTION	62
III.2 SIMULATION.....	62
III.2.1 Courant drain-source.....	63
III.2.2 Validité du modèle.....	67
III. 2.3 Vitesse des porteurs.....	68
III.2.4 Variation de la mobilité des électrons.....	68
III.2.5 Transconductance gm et conductance de drain gd	70
III.2.5.1 Transconductance gm	70
III.2.5.2 Conductance de drain gd	71
III.2.6 Influence de l'analyse bidimensionnelle de la tension du canal.....	72
III.2.6.1 Variation du terme bidimensionnelle de la tension du canal en fonction des tensions de polarisation.....	72
III.2.6.2 Effet de l'analyse bidimensionnelle de la tension du canal sur l'exactitude du modèle.....	74
III. 2.7 Effets des paramètres physiques.....	75
III. 2.7.1 Effet de la loi de mobilité.....	75
III. 2.7.2 Effet de la température.....	76

III. 2.7.3 Influence du dopage de canal « Nd »	78
III. 2.8 Effets des paramètres géométriques.....	79
III. 2.8.1 Influence de la longueur de grille « L »	79
III. 2.8.2 Influence de l'épaisseur de la couche active	80
III. 2.8.3 Influence de la largeur du canal.....	80
III. 2.9 Effet des résistances parasites sur les caractéristiques I-V.....	81
III. 2.10 Caractéristiques capacité tension « C-V »	82
III. 2.10.1 Capacité grille-source « Cgs »	83
III. 2.10.2 Capacité grille-drain « Cgd »	84
III. 2.10.3 Capacité totale de grille « CgT »	85
III. 2.11 Fréquences de fonctionnement.....	87
III. 2.11 .1 Fréquence de coupure.....	87
III. 2.11 .2 Fréquence maximale d'oscillation.....	88
III. 2.12 Influence des paramètres gm , gd , Cgs et Cgd sur la fréquence de fonctionnement.....	89
III. 2.13 Influence de la longueur de grille sur les paramètres gm , Cgs et les fréquences f_t et f_{max}	91
III.3. OPTIMISATION DES CARACTERISTIQUES DU MESFET GaAs.....	92
III.3.1 Conditions sur les différents paramètres pour l'optimisation des caractéristiques.....	92
III.3.2 Définition d'une structure optimale.....	93
III.4 CONCLUSION	96
CONCLUSION GENERALE	97

Liste des figures

- Figure I-1: Structure de base d'un MOSFET.
- Figure I-2 : Structure de base d'un TEC (JFET)
- Figure I-3 : Structure de base d'un TEC (MESFET).
- Figure I-4 : Coupe schématique du MESFET dans sa version primitive.
- Figure I-5 : Le MESFET dans sa version évoluée implantée auto-alignée.
- Figure I-6 : Vue en perspective simplifiée du MESFET.
- Figure I-7 : Les polarisations du MESFET.
- Figure I-8 : Réseau de caractéristiques de sortie d'un MESFET.
- Figure I-9: Principe de fonctionnement du MESFET.
- Figure I-10 : Canal d'un MESFET GaAs en régime de saturation de vitesse quasi statique.
- Figure I-11 : Variation de la mobilité des électrons et des trous avec la concentration du dopage dans le GaAs selon.
- Figure I-12 : Zone de charge d'espace (ZCE).
- Figure I-13: Les niveaux d'énergie de la jonction métal-semi-conducteur.
- Figure I-14 : Coupe longitudinale du MESFET à grille creusée.
- Figure I-15 : Coupe d'un grille champignon réalisée par double photogravure.
- Figure I-16 : Coupe longitudinale du MESFET en structure LDD.
- Figure I-17 : Exemple de métallisation de grille à deux doigts ($N_k = 2$)
- Figure I-18: différentes configurations de grille pour améliorer les performances du MESFET.
- Figure I-19 : Phénomène de « Gate lag ».
- Figure I-20 : Influence de la capture des électrons dans des pièges de substrat sur le courant de sortie.
- Figure I-21 : Influence de l'émission des électrons dans le canal sur le courant de sortie.
- Figure I-22 : Comparaison des caractéristiques de sortie d'un FET à température constante et avec auto-échauffement.
- Figure I-23 : Mécanisme des phénomènes d'avalanches.
- Figure II-1 : Zone active du transistor MESFET - définition des variables utilisées.
- Figure II-2 : Variation de la mobilité en fonction du champ électrique.
- Figure II-3 : Saturation de la vitesse des électrons avec le champ électrique.
- Figure II-4 : Débordement de la ZCE coté source et drain.
- Figure II-5 : Circulation d'un courant de fuite à travers le substrat.
- Figure II-6 : Schéma de principe du transistor MESFET.

- Figure II-7: Répartition de la région de déplétion dans le régime linéaire.
- Figure II-8: Répartition de la région de déplétion dans le régime saturé.
- Figure II-9: Résistances parasites dans le MESFET GaAs.
- Figure III-1: Organigramme de calcul des caractéristiques $I-V$.
- Figure III-2 : Réseau de caractéristiques courant-tension $I-V$ du transistor MESFET1
- Figure III-3 : Réseau de caractéristiques courant-tension $I-V$ du transistor MESFET2
- Figure III-4 : Comparaison des caractéristiques $I-V$ mesurées et calculées pour le transistor MESFET3
- Figure III-5 : Variation de la vitesse des électrons en fonction du champ électrique
- Figure III-6 : Variation de la mobilité des électrons en fonction du dopage pour le MESFET2
- Figure III-7 : Variation de la mobilité des électrons en fonction du champ électrique pour le MESFET2
- Figure III-8 : Variation de la mobilité des électrons en fonction du champ électrique pour différentes concentration du dopage pour le MESFET2
- Figure III-9 : Variation de la transconductance en fonction des tensions de polarisation pour le MESFET1
- Figure III-10 : Variation de la conductance en fonction des tensions de polarisation pour le MESFET1
- Figure III-11 : Variation de la tension $\Phi(x, y)$ en fonction des tensions de drain V_{ds} et de source V_{gs} pour le « MESFET1 ».
- Figure III-12 : Effet de l'analyse bidimensionnelle sur le transistor MESFET1
- Figure III-13: Effet de la loi de mobilité sur les caractéristiques $I-V$ du transistor « MESFET2 ».
- Figure III-14 : Influence de la température sur les paramètres du transistor
- Figure III-15 : Influence de la température sur les caractéristiques $I-V$ du transistor MESFET2
- Figure III-16 : Influence de la température sur la transconductance du transistor MESFET2
- Figure III-17 : Influence de la concentration du dopage du canal sur les caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ du transistor MESFET2.
- Figure III-18: Influence de la longueur de grille « L » sur les caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ du transistor MESFET1.
- Figure III-19: Caractéristique $I-V$ pour différentes valeurs de « a » pour le MESFET1
- Figure III-20: Caractéristique $I-V$ pour différentes valeurs de la largeur du canal « Z » pour le MESFET 1
- Figure III-21: Influence des résistances parasites R_s et R_d sur les caractéristiques $I-V$
- Figure III-22 : Influence des résistances parasites sur la conductance de drain et la

transconductance pour le MESFET1

Figure III-23 : Variation de la capacité grille-source « C_{gs} » en fonction des tensions de polarisation pour le composant « MESFET 1 ».

Figure III-24: Variation de la capacité grille-drain « C_{gd} » en fonction des tensions De polarisation pour le composant « MESFET 1 ».

Figure III-25 : Variation de la capacité totale de grille « C_{gT} » en fonction des tensions de polarisation pour le composant « MESFET 1 ».

Figure III-26 : Capacité totale de grille « C_{gT} » en fonction des tensions de polarisation V_{ds} et V_{gs} pour les transistors Mesfet1 et Mesfet2.

Figure III-27 :Variation de la fréquence de coupure pour le « MESFET 1 ».

Figure III-28 :Variation de la fréquence de coupure pour le « MESFET 2 ».

Figure III-29 :Variation de la fréquence maximale pour MESFET1 et MESFET2

Figure III-30 :Influence de la transconductance sur la fréquence de transition

Figure III-31 : Influence de la capacité C_{gs} sur la fréquence de transition

Figure III-32 : Influence de la conductance sur f_{max}

Figure III-33 : Influence de la capacité C_{gd} sur f_{max}

Figure III-34 : Influence de la longueur de grille sur la capacité grille-source

Figure III-35 : Influence de la longueur de grille sur la transconductance

Figure III-36 : Influence de la longueur de grille sur la fréquence de transition

Figure III-37 : Influence de la longueur de grille sur la fréquence maximale d'oscillation

Liste des Tableaux

Tableau I-1 : Données numériques de l'arséniure de gallium (GaAs : 300 K)

Tableau I-2 : Influence des propriétés des matériaux sur les performances du composant

Tableau IV-1: Paramètres géométriques et technologiques des transistors MESFET1,
MESFET2 et MESFET3

Nomenclature des principaux symboles utilisés

- a* : épaisseur du canal
*A**: constante de Richardson
BC : bande de conduction
BV : bande de valence
Cgs0: capacité grille-source pour $V=0$ volts
E : champ électrique (V/cm)
Ec : champ critique de saturation de la vitesse,
Ec : énergie de la bande de conduction
E0 : champ critique (MV.cm-1)
EF : énergie de Fermi du métal
EV : énergie de la bande de valence
Eg : gap ou largeur de bande interdite en eV
fc: fréquence de coupure
fT : fréquence de transition du transistor.
gm : transconductance
gd : conductance de drain
Igs: courant grille source
IS : courant de saturation
j : densité de courant
k : vecteur d'onde
k : constante de Boltzman
L : la longueur du canal intrinsèque (ou de la partie du canal commandée par la grille),
Ig : longueur de la grille,
Lg: inductance parasite grille
*m** : masse apparente des électrons
Nd : densité de porteur dans le canal
q : charge de l'électron = $1,6.10^{-19}C$
Rg: résistance parasite de grille
Ri : résistance de couche du semi-conducteur
T : température
v : vitesse des électrons
VB: tension de diffusion de la jonction
Vbi : tension de barrière de la grille
Vbr : tension d'avalanche
Vd : tension en sortie du canal intrinsèque,
VP : tension de pincement
Vs : tension à l'entrée du canal intrinsèque,
vsat : vitesse de saturation des électrons en régime stationnaire sous champ fort des électrons
VT : tension de seuil

W : largeur de la zone de charge d'espace
 Z : largeur de grille
 θK : conductivité thermique ($W.cm^{-1}.K^{-1}$)
 n_i : concentration intrinsèque (cm^{-3})
 μ_n : mobilité des électrons ($cm^2.V^{-1}.s^{-1}$)
 μ_p : mobilités des trous ($cm^2.V^{-1}.s^{-1}$)
 μ_0 : mobilité électronique en champ faible dans le canal
 ϵ_r : permittivité relative
 ϵ : constante diélectrique du matériau $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$
 ϵ_0 : permittivité dans le vide
 ξ : énergie
 χ : affinité électronique
 Φ_{bn} : travail de sortie de la jonction métal-semi conducteur
 ϕ_m : travail de sortie du métal
 ϕ_s : travail de sortie du semi conducteur
 ρ : densité de charge dans le semi-conducteur
 C_{ds} : Capacité drain-source
 C_{gsint} : Capacité intrinsèque grille-source
 C_{gdint} : Capacité intrinsèque grille-drain
 C_{gsl} : Capacité latérale grille-source
 C_{gdl} : Capacité latérale grille-drain
 C_{gd} : Capacité grille-drain
 C_{gs} : Capacité grille-source
 FET : Transistor à effet de champ
 $JFET$: Junction Field Effect Transistor
 $MOSFET$: Metal Oxyde Semi-conductor Field Effect Transistor
 $MESFET$: MEtal Semi-conductor Field Effect Transistor
 $GaAs$: Arséniure de gallium
 I_{ds} : courant drain-source
 V_{ds} : Tension drain-source
 V_{gs} : Tension grille-source
 ZCE : zone de charge d'espace
 Q : Charge totale de la zone de charge d'espace
 Hg : épaisseur de métallisation de la grille
 L_{eff} : longueur effectif de la grille
 R_{gi} : la résistance d'un doigt de grille
 L_{gs} : la distance entre la grille et la source,
 L_{gd} : distance entre la grille et le drain.
 R_{os} : résistance du contact ohmique de la source.
 R_{od} : résistance du contact ohmique de drain.
 CAO : conception Assisté par ordinateur

INTRODUCTION GENERALE

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

Un nombre considérable de travaux a donc été consacré ces dernières années à la technologie et aux propriétés électriques des MESFET GaAs. Les premiers ont eu pour objectif l'amélioration du matériau de base, l'arséniure de gallium dont les avantages par rapport au silicium résident en particulier dans la possibilité d'obtenir un matériau semi isolant et aussi dans une mobilité électronique plus élevée (de trois à six fois) [1], et donc une vitesse transitoire plus importante. Ces deux dernières propriétés étant favorables à un fonctionnement à fréquence élevée. Les travaux sur ce matériau ont eu pour résultats essentiels l'amélioration de la qualité cristallographique du semi-isolant et des qualités électriques du substrat. D'autres travaux ont été consacrés aux techniques lithographiques. Ainsi grâce à l'utilisation des masqueurs électroniques (ou à rayons X) [2], ils ont permis, par la réduction des dimensions, d'améliorer sensiblement les performances dans le domaine des micro-ondes. Les résultats sont néanmoins d'ores et déjà suffisamment satisfaisants pour qu'on puisse commencer à étudier des circuits dont la réduction des dimensions est très poussée. Il n'aurait pas été possible de parvenir à de telles réalisations si on n'avait su s'appuyer sur une modélisation des phénomènes physiques qui régissent le fonctionnement du composant. Ces modèles doivent aussi être susceptibles de suivre l'évolution technologique et de permettre d'apprécier d'éventuelles améliorations consécutives à l'utilisation de nouvelles techniques.

Le bon fonctionnement des circuits électroniques complexes suppose l'intégration de nombreux composants, une manipulation de l'information sans dégradation, des taux d'erreurs par composant réduits, des possibilités de corriger les erreurs restantes, une bonne fiabilité d'un ensemble de milliards de composants élémentaires, des taux de défauts à la fabrication extrêmement faibles, etc.. Cela exige que le composant électronique actif de base soit "sain". Un bon composant électronique pour la très grande intégration repose sur un certain nombre de principes qu'il faut rappeler lorsque l'on veut étudier les évolutions et les mutations de la miniaturisation. Il n'aurait pas été possible de parvenir à de telles réalisations si on n'avait su s'appuyer sur une modélisation des phénomènes physiques qui régissent le fonctionnement du composant [3].

Pour ces raisons, il s'est avéré nécessaire d'élaborer un modèle utilisable pour les transistors, ce modèle doit décrire le plus précisément possible le comportement des composants, permettre une meilleure compréhension des phénomènes régissant leur fonctionnement et être utilisable pour l'optimisation de leurs performances.

L'objet de nos travaux est de proposer un tel modèle analytique, et étudier l'influence des différents paramètres intervenant dans l'optimisation de ces caractéristiques pour les régimes de fonctionnement statique et dynamique petits signaux. La présentation de ce modèle s'effectue en trois chapitres principaux.

Au premier chapitre, nous avons présenté les transistors à effet de champs en général, puis les MESFET GaAs en particulier. Le MESFET est considéré comme étant le composant à effet de champ approprié pour les applications hyperfréquences. En effet, l'étude des propriétés de transport électronique de l'Arséniure de Gallium a prouvé que la mobilité et la vitesse des électrons du GaAs le qualifient comme matériau de haute fréquence. Dans ce même chapitre, une étude du principe de l'hétérojonction métal semi-conducteur du contact Schottky de la grille est établie ce qui nous a permis alors d'introduire la structure et le principe de fonctionnement du transistor MESFET GaAs, l'ensemble des phénomènes physiques liés au transistor MESFET GaAs y sont alors définies. Pour finir, l'importance du substrat GaAs est présentée et de nouvelles structures permettant l'amélioration des performances du composant MESFET GaAs ont été présentées.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation physique et électrothermique de transistors MESFET GaAs. Les principaux paramètres d'entrée de ce modèle sont les caractéristiques physiques et géométriques du composant, en prenant en compte l'effet des résistances parasites et des tensions de bords sur les caractéristiques de sortie. Ce modèle est basé

sur la résolution bidimensionnelle de la distribution bidimensionnelle du champ électrique dans la zone de charge d'espace avec un ensemble d'équations régissant les phénomènes de transport de charges à l'intérieur du transistor, et qui permet d'aboutir à un modèle mathématique du transistor MESFET GaAs.

La deuxième partie porte sur le calcul des expressions relatives à la conductance de sortie g_d , la transconductance g_m , les capacités C_{gs} et C_{gd} . Ces modules sont très utiles pour étudier l'influence des paramètres technologiques sur les performances de fonctionnement en hautes fréquences.

Dans le dernier chapitre et à l'aide d'un logiciel que nous avons élaboré nous présentons l'ensemble des résultats de la simulation des caractéristiques électriques des transistors MESFET GaAs de longueurs de grille différentes. Au cours de cette présentation, l'interprétation des résultats obtenus est faite en détail, avec une comparaison entre les résultats du modèle et ceux de l'expérience existants dans la littérature ainsi qu'avec des modèles empiriques. Chose qui nous a permis de mettre en évidence l'influence de divers paramètres sur le comportement du MESFET en vue d'optimiser ses caractéristiques pour de meilleures performances fréquentielles.

Une conclusion générale et des perspectives à ses travaux seront indiquées en fin de ce manuscrit.

Chapitre 1

DESCRIPTION DU TRANSISTOR MESFET : ETAT DE L'ART ET ELEMENTS PRINCIPAUX

1.1 INTRODUCTION

Les transistors constituent sans doute la plus large part de l'activité microélectronique moderne. Dans ce secteur, un très large effort s'est concentré sur les composants unipolaires, ce sont les composants qui ne reposent que sur le transport d'un seul type de porteurs. Ces composants incluent les transistors à effet de champ sous leurs différentes formes, *JFET*, *MOSFET*, *MESFET*. Le *MESFET* à base de *GaAs* a reçu une très grande attention en particulier en raison de son application dans les systèmes hautes fréquences et de puissances. En effet un rappel sur l'évolution de leurs structures et le principe de fonctionnement est abordé.

L'objectif de ce chapitre est de présenter les notions de base nécessaire à la compréhension du fonctionnement du transistor *MESFET GaAs* et les notions particulières liées à sa réalisation. Pour cette raison, il nous a paru nécessaire d'étudier sa structure basée sur un matériau semiconducteurs III-V (Arséniure de Gallium GaAs) et un contact Schottky de grille. ainsi que de prévoir les principaux effets limitatifs dans les FETs .

1.2 ETAT DE L'ART DU TRANSISTOR MESFET

1.2.1 Evolution des familles des Transistors à effet de champs FET

Le Transistor à effet de champ (*FET* ou *TEC*), dont le principe a été inventé en 1952 par *W.Shockley*, est un dispositif unipolaire où seuls les porteurs majoritaires interviennent dans le fonctionnement. les *FETs* fabriqués sont principalement de type *N* vu que les électrons présentent les propriétés de transport (mobilité, vitesse et coefficient de diffusion) les plus intéressantes. Shockley a imaginé trois structures principales de transistors à effets de champ correspondant à différents contacts de grille qui sont [4] :

- Grille à jonction PN pour le transistor *JFET* (Junction Field Effect Transistor),
- Grille métallique isolée pour le transistor *MOSFET* (Metal Oxyde Semi-conductor Field Effect Transistor),
- Grille métallique à barrière Schottky pour le transistor *MESFET* (MEtal Semi-conductor Field Effect Transistor).

1.2.1.1 Transistor à effet de champ à grille isolée (*MOSFET*) [5]

Le MOSFET a été conçu de façon théorique en **1920** par Julius Edgar Lilienfeld qui le breveta comme étant un composant servant à contrôler le courant. Cependant, la technologie nécessaire à sa construction ne fut pas disponible avant **1950**. En effet, les caractéristiques du MOSFET requièrent des techniques de fabrication non disponibles à cette époque. L'avènement des circuits intégrés a permis sa réalisation. Ainsi, M.M Atalla et Dawon Khang des laboratoires Bell construisirent le premier MOSFET en **1960** qui fera son apparition dans les circuits intégrés en **1963**. Peu après, l'élaboration de la technologie CMOS assura le futur commercial et technologique du MOSFET en électronique intégrée

♦ Description

La grille se présente comme l'une des électrodes d'un condensateur (Figure I-1), séparées par une couche d'isolant du canal qui n'est autre que la deuxième électrode. Une charge positive dans la grille induit une augmentation de charge négative égale dans le canal ce qui augmente la conductivité, de même dans le cas d'une charge négative dans la grille.

La présence d'éléments parasites ainsi qu'une capacité élevée due à l'oxyde qui permet d'isoler la grille dégradent considérablement la rapidité de fonctionnement du *MOSFET* ce qui a conduit à l'utilisation des semi-conducteurs composés (par exemple au lieu du silicium on utilise le phosphore d'indium) qui ont permis, dans une certaine mesure, de compenser le défaut de vitesse, en tirant partie des propriétés de transport plus favorables que celles présentées par le silicium.

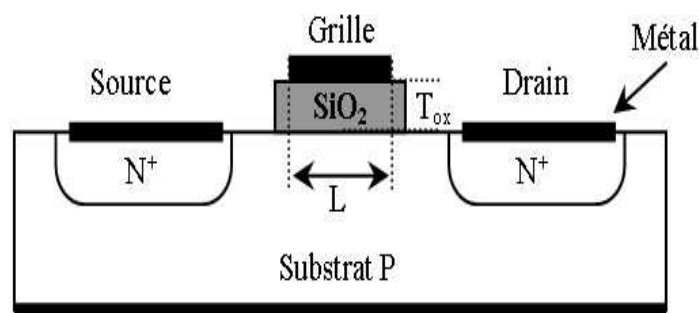


Figure I-1: Structure de base d'un MOSFET.

◆ *Principe*

Le principe de base repose sur l'effet du champ électrique appliqué sur la structure métal-oxyde-semiconducteur c'est-à-dire l'électrode de grille, l'isolant (dioxyde de silicium) et la couche semi-conductrice (substrat);

Au fur et à mesure de l'augmentation de la différence de potentiel les entre la grille et le substrat , les charges libres dans le semi-conducteur sont repoussées de la jonction semi-conducteur/oxyde, créant tout d'abord une zone dite de « déplétion », puis lorsque la différence de potentiel est suffisamment grande il apparaît une zone « d'inversion ». Cette zone d'inversion est donc une zone où le type de porteurs de charges est opposé à celui du reste du substrat, créant ainsi un « canal » de conduction.

1.2.1.2 Transistor à effet de champ a jonction (JFET).[6]

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

◆ *Description* [7]

Dans ce cas la grille est une couche semi-conductrice de type différent, de celui du canal, la polarisation inverse de la grille par rapport au canal forme une zone de déplétion (déserte de porteurs) qui impose le rétrécissement du canal de conduction, réalise généralement au silicium, ce transistor ne peut être utilisé à des fréquences élevées supérieures ,en effet pour ce genre de structure ou le courant doit être confiné dans la couche supérieure conductrice près de la surface (de type *N* sur la figure I-2). Il importe que la couche immédiatement inférieure, appelée généralement substrat, ait une résistance assez élevée, ce qui n'est pas le cas pour le silicium, alors la solution était de réaliser cette couche conductrice avec d'autres matériaux tels que les composés *III-II*.

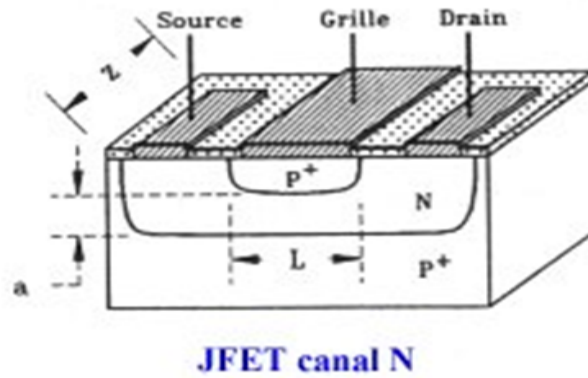


Figure I-2 : Structure de base d'un TEC (JFET)

♦ **Principe [1]**

En fonctionnement normal la tension entre le drain et la source est positive et celle entre la grille et la source (jonction PN) est négative. L'augmentation de cette tension inverse fait croître les zones de déplétion (non conductrices) autour du canal jusqu'au pincement de celui-ci. La conduction du canal est donc modulée par la variation de la polarisation.

1.2.1.3 Transistor à effet de champ à contact Schottky (MESFET) [8]

Le **MESFET** (**M**Etal **S**emi-conducteur **F**ield **E**ffect **T**ransistor) fut le premier composant à être fabriqué à partir d'un composé III-V[3]. En 1966 **Carver Mead [4]** proposa en premier lieu de remplacer le Silicium des premiers FETs par un semi-conducteur III-V tel que l'Arséniure de Gallium (GaAs), puis réalisé par **Hoop [9]**. Cette évolution au niveau matériau a permis l'utilisation des **MESFET** aux fréquences micro-ondes, et depuis cette date de nombreux travaux ont été effectués pour réaliser des transistors de plus en plus performants à base de matériau à grand gap. Les premiers résultats obtenus avec un **MESFET** au carbure de silicium (4H-SiC) datent de 1994 .

♦ **Description [2]**

Pour éviter les processus d'élaboration à haute température qui sont associés à la réalisation des jonctions **P-N** par diffusion on a remplacé la grille diffusée dans les transistors (MOSFET) et (JFET) par une grille métallique sur semi-conducteur de type **Schottky**.

Le principal avantage de la structure du contact metal-semi-conducteur c'est qu'elle ne nécessite qu'un dépôt de métal suivi d'une délimitation par photogravure d'où la possibilité de contrôler les dimensions des contacts avec une précision inférieure au micron, ce qui n'est pas le cas pour les

jonctions *P-N*. La technique ainsi obtenue est dénommée "**MESFET**" tirée de l'origine anglo-saxonne: "Metal Semi-conducteur Field Effect transistor".

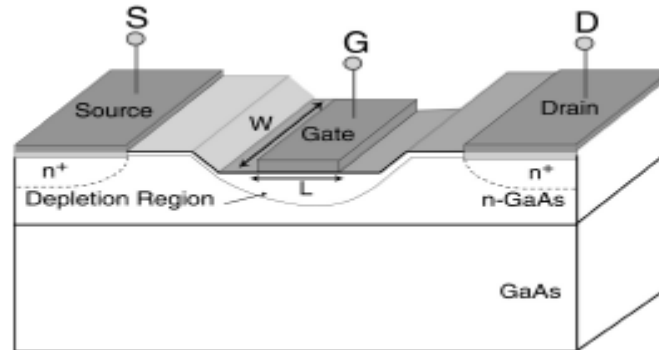


Figure I-3 : Structure de base d'un TEC (MESFET).[18]

◆ Principe

Le principe de fonctionnement du MESFET est identique à celui d'un transistor à effet de champ à jonction (JFET) . Il 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".

1.2.2 Structure du MESFET

1.2.2.1 Choix du matériau [38]

Le choix d'un matériau permettant d'obtenir de hautes performances en circuits intégrés ne dépend pas uniquement de ses propriétés électriques. Il résulte d'un compromis entre différents critères tels que ses propriétés métallurgiques (tenue aux divers processus technologiques, par exemple), la diversité de composants élémentaires réalisables, et la tenue en fiabilité. Pour la réalisation des circuits intégrés numériques très rapides, l'arséniure de gallium (et ses dérivés ternaires) présente de nombreux avantages. Le tableau (I-1) montre en effet que dans le **GaAs** , la mobilité des électrons est vingt fois supérieur à la mobilité des trous. D'autre part, une mobilité électronique très élevée ($8000 \text{ cm}^2\text{v}^{-1}\text{s}^{-1}$ pour un matériau peu dopé), vitesse de saturation élevée (2.10^7 cm/s) obtenue pour un champ électrique trois fois plus faible que pour le silicium. Ces propriétés garantissent l'obtention de vitesses de commutation élevées sous de faibles consommations.

Données	Symbole	Unités	Valeur
Hauteur de la Bande Interdite	E_g	eV	1,42
Densité effective d'états dans la Bande de Conduction	N_c	cm^{-3}	$4,7.10^{17}$
Densité effective d'états dans la Bande de Valence	N_v	cm^{-3}	$7,0.10^{18}$
Mobilité des électrons	μ_n	$cm^2.v^{-1}.s^{-1}$	8.10^3
Mobilité des trous	μ_p	$cm^2.v^{-1}.s^{-1}$	$4,0.10^2$
Vitesse de saturation des électrons	v_s	$cm.s^{-1}$	2.10^7
Champ de claquage	E_{av}	$kV.cm^{-1}$	3.10^2

Tableau I-1 : Données numériques de l'arséniure de gallium (GaAs : 300 K)

- **Influence des propriétés des matériaux**

Le schéma suivant résume et présente la relation liée entre quelques propriétés des matériaux semiconducteurs et la puissance aux hautes fréquences des différentes filières de composants microélectroniques.[10] [11]

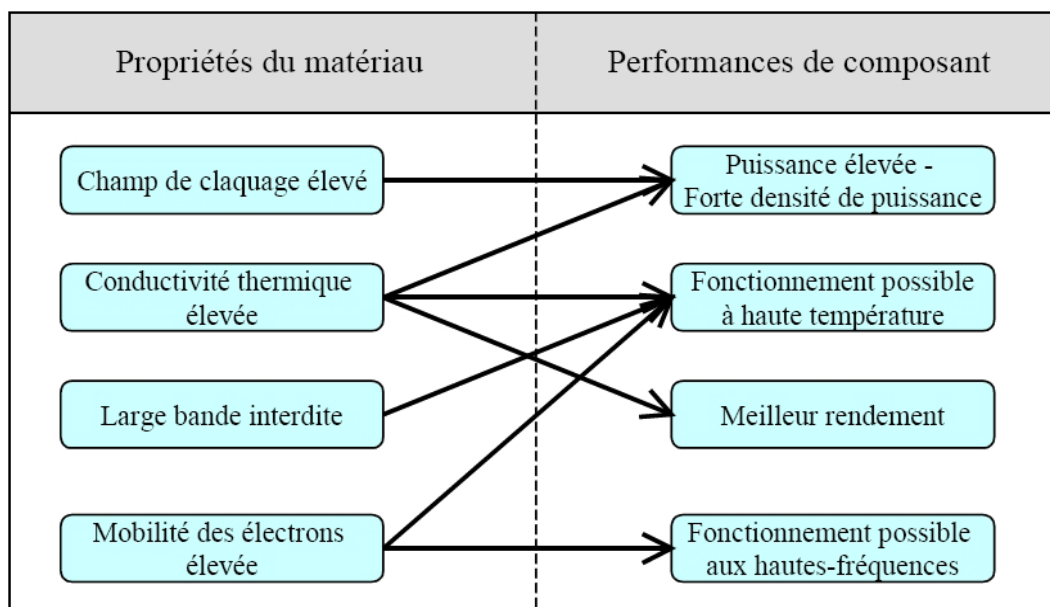


Tableau I-2 : Influence des propriétés des matériaux sur les performances du composant.

Toutes les études menées ces dernières années ont prouvé que les propriétés des matériaux sont liées à la configuration des bandes d'énergies. Ainsi la mobilité « μ » d'un matériau est fonction de la vitesse des porteurs.

1.2.2.2 Structure générale du MESFET

Le MESFET comporte le plus souvent une couche active de type N, réalisée sur un substrat semi-isolant, deux contacts ohmiques (source et drain) et une grille métallique déposée à mi-chemin entre source et drain dans des conditions créant une barrière de *Schottky*. La couche active est déposée par épitaxie sur le substrat semi-isolant. Elle est ensuite attaquée chimiquement pour obtenir un îlot dans lequel est réalisé le transistor. Les contacts ohmiques de source et de drain sont obtenus par alliage. La structure d'un transistor à effet de champ à barrière Schottky (*MESFET*) est comparable à celle du transistor (*JFET*), la jonction *P.N* pour le *JFET* est remplacée par une barrière Schottky métal-semiconducteur.

La figure (I-4) donne une coupe schématique du *MESFET* dans sa version primitive, la couche active est déposée par épitaxie sur le substrat semi-isolant, elle est ensuite attaquée chimiquement pour obtenir un îlot dans lequel est réalisé le transistor. Les contacts ohmiques de la source et de drain sont obtenus par alliage d'un complexe or- germanium

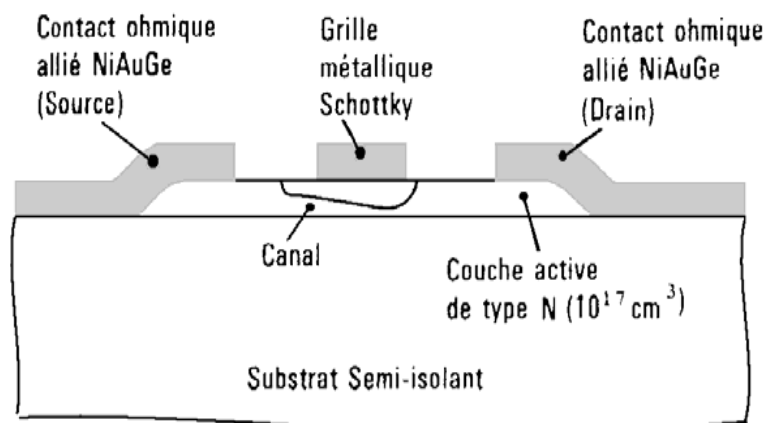


Figure I-4 : Coupe schématique du MESFET dans sa version primitive. [03]

La figure I-5 montre le *MESFET* dans sa version la plus élaborée. La couche active est implantée directement dans le substrat semi- isolant. La grille, en métal réfractaire, est ensuite déposée. Deux zones *N+* sont ensuite implantées en se servant du métal comme d'un masque pour obtenir deux zones d'accès auto alignées sur la grille.

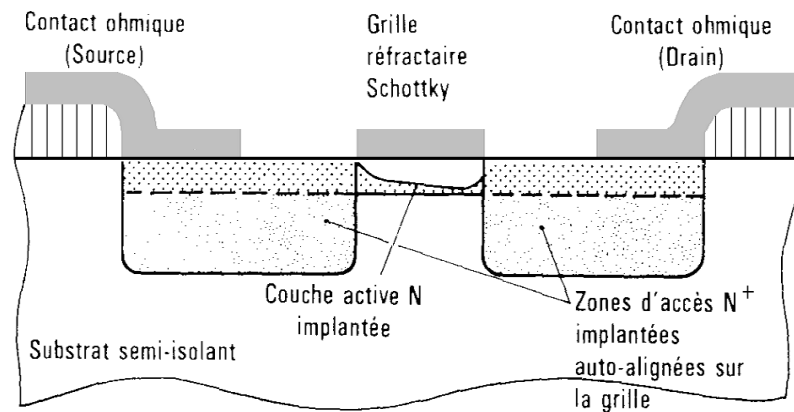


Figure I-5 : Le MESFET dans sa version évoluée implantée auto-alignée. [03]

Le *MESFET* tire ses excellentes performances de trois propriétés essentielles :

- ✓ L'existence du substrat semi- isolant contre lequel vient se pincer le canal.
- ✓ La possibilité d'utiliser une électrode de contrôle de type Schottky.
- ✓ La mobilité élevée des électrons du GaAs.

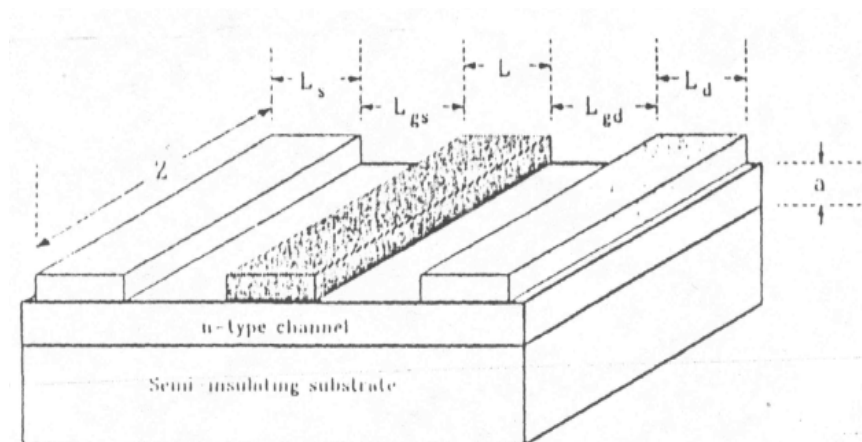


Figure I-6 vue en perspective simplifiée du MESFET. [03]

Une vue en perspective simplifiée du *MESFET* est illustrée en figure [I-6]. C'est cette géométrie qui est souvent utilisée pour la modélisation. Les plus importantes dimensions caractérisent la structure physique du *MESFET* sont la longueur de la grille et l'épaisseur du substrat.

1.2.3 Généralités sur le fonctionnement du MESFET [57]

Pour simplifier l'exposé nous étudierons le fonctionnement d'un dispositif à déplétion dont la couche active sera supposée uniformément dopée. En régime de fonctionnement normal, le dispositif est polarisé comme le montre la figure (I-7). La grille est polarisée négativement par rapport à la source : la barrière de Schottky est en inverse le drain est polarisé positivement par rapport à la source. Il crée dans l'ensemble du dispositif un champ électrique qui draine les électrons dans sa direction. La différence de potentiel entre la grille et le point courant M du canal est plus faible à l'extrémité située près de la source (entrée du canal). Le canal est donc plus resserré près du drain qu'à son entrée. L'intensité du champ électrique va donc croissant depuis l'entrée du canal (partie large) jusqu'à sa sortie (partie resserrée).

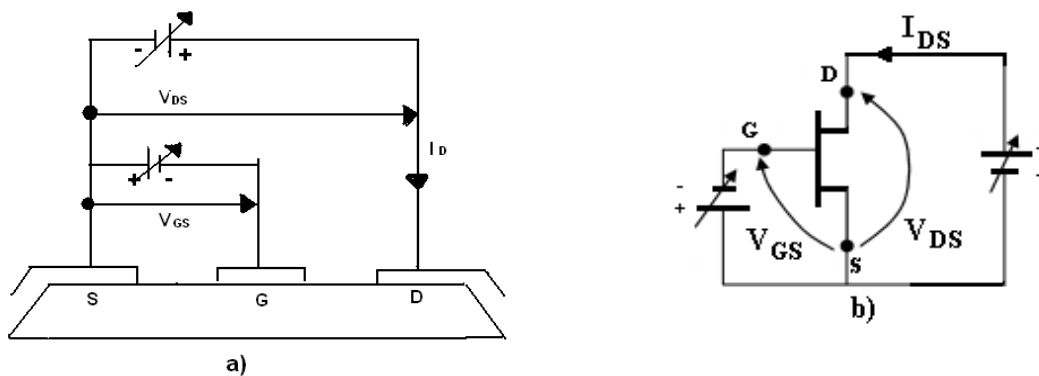


Figure I-7 : Les polarisations du MESFET.

a) Emplacement des sources de polarisation

b) Représentation symbolique du MESFET et des grandeurs électriques associées à son fonctionnement

La figure (I-8) est un réseau typique de caractéristiques donnant l'évolution du courant I_{ds} circulant entre drain et source lorsque l'on fait croître la tension V_{ds} en maintenant la tension de grille V_{gs} à une valeur constante. On peut séparer les caractéristiques de ce réseau en deux régions : une région linéaire dans laquelle le courant I_{ds} croît avec la tension V_{ds} et une région dite de «saturation» où le courant de drain est sensiblement indépendant de V_{ds} . Ce comportement met en jeu un ensemble de phénomènes que nous allons maintenant décrire.

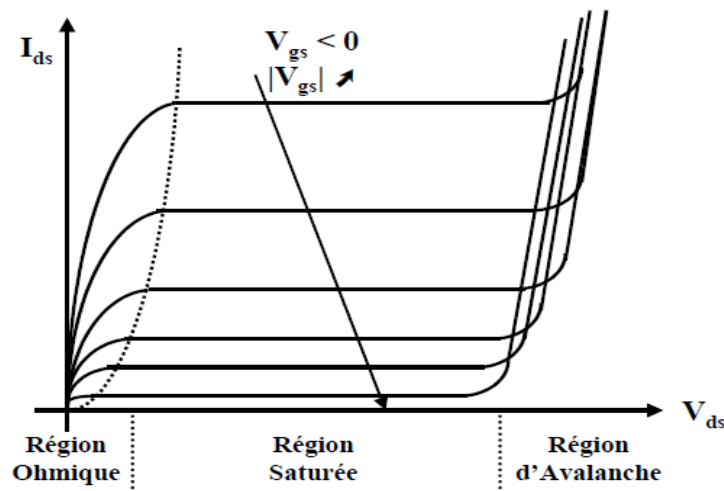


Figure I-8 : Réseau de caractéristiques de sortie d'un MESFET.

I.2.3.1: Fonctionnement linéaire (région ohmique) : V_{ds} faible

Dans cette région dite ohmique on peut considérer que la vitesse des porteurs dans le canal est proportionnel au champ électrique, ce qui correspond à une évolution quasi linéaire du courant de sortie I_{ds} pour de faibles valeurs de V_{ds} comme le montre la figure (I-9-a). En effet, la section du canal conducteur est presque uniforme puisqu'elle dépend principalement de la commande V_{gs} . Le transistor se comporte ainsi comme une conductance contrôlée par la tension de grille.

I.2.3.2 Régime de saturation du courant (région saturée) : V_{ds} augmente

Lorsque la tension de drain s'accroît, la pénétration de la zone de charge d'espace s'accroît à la sortie du canal. L'apparition de ce resserrement provoque le ralentissement de la croissance du courant du drain (figure I-9-b). Trois mécanismes sont alors susceptibles de provoquer la « *saturation* » du courant de drain : le pincement du canal, la saturation de vitesse en régime de transport stationnaire, le transfert après régime de survitesse.

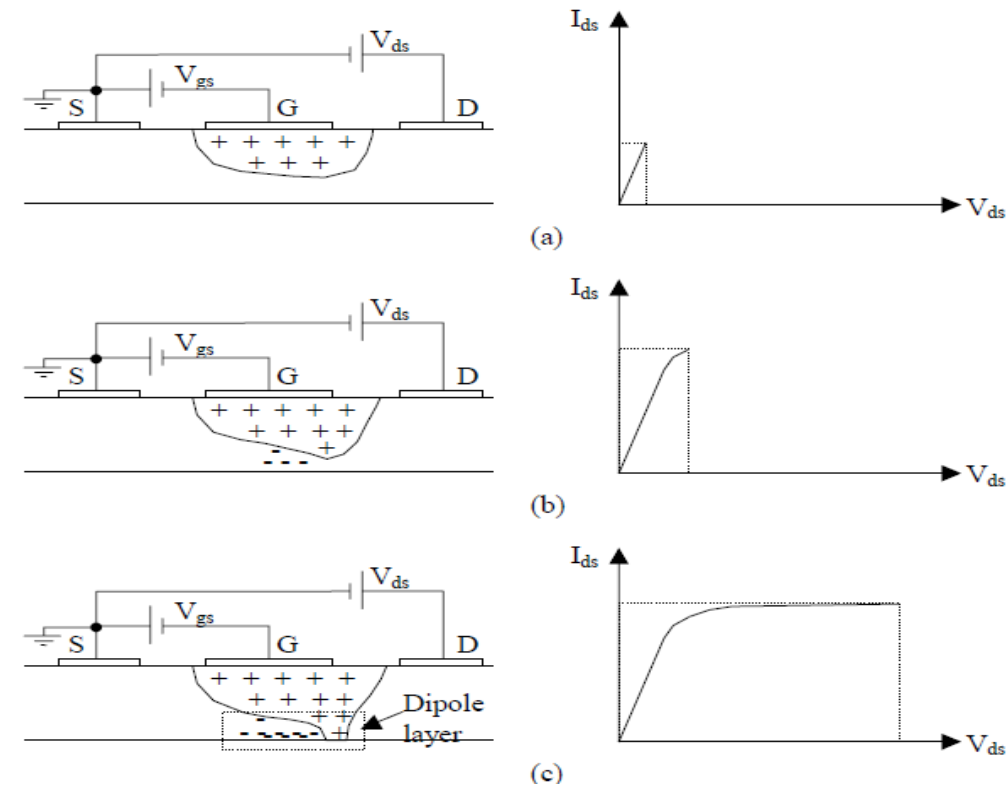


Figure I-9: Principe de fonctionnement du MESFET.

a) V_{ds} faible, b) $V_{ds} = V_{dsp}$, c) $V_{ds} > V_{dsp}$

• Le pincement du canal

Il est illustré par la figure (I-9-c). Pour une certaine valeur $V_{dsp} = V_{ds} - V_T$ de la tension drain- source, la zone de charge d'espace a rejoint le substrat à la sortie du canal. Celui-ci est donc pincé. On pourrait alors distinguer deux parties dans le canal.

En amont du point de pincement P , le canal existe et les électrons y circulent en provenance de la source, sous l'effet du champ longitudinal. La tension entre le point P et la source est celle qui provoque le pincement. Elle demeure donc constante, égale à $V_{gs} - V_T$, quelle que soit la valeur de V_{ds} tant que celle-ci demeure supérieure où égale à $V_{gs} - V_T$. Le courant fourni par le canal libre et arrivant au point P est donc indépendant de V_{ds} pour peu que la géométrie de cette partie libre demeure invariable, c'est-à-dire que le point P reste fixe. Cette géométrie reste cependant sensible à la tension V_{gs} ce qui assure le contrôle du courant I_d par la grille.

En aval du point de pincement P le canal a disparu pour faire place à la région de charge d'espace désertée sous les influences conjointes de la grille et du drain. Mais la composante longitudinale du champ électrique est devenue très importante. Les électrons parvenant au point de pincement sont alors collectés et projetés en direction du contact de drain. Le champ épuise totalement le flux des porteurs parvenant en P . Il est incapable de contrôler ce flux.

En régime de pincement, lorsque V_{ds} est supérieure à V_{dsp} le point de pincement P a tendance à reculer légèrement vers la source ce qui provoque en général un léger accroissement de I_d lorsque V_{ds} croît.

La théorie et l'expérience montrent qu'en fait le pincement total du canal n'est jamais atteint dans le MESFET GaAs (sauf peut être dans les dispositifs à grille très longue ou pour des valeurs très faibles de la différence $V_{gs} - VT$). L'accroissement très important du champ électrique dans le canal, lorsque celui-ci commence à se resserrer, induit un échauffement des porteurs qui provoque en général leur transfert dans les vallées supérieures de la bande de conduction avant que ne survienne le pincement. Les électrons transférés sont des électrons lents voyageant en vitesse limite. La saturation de la vitesse des porteurs dans la partie resserrée du canal rend alors le courant indépendant de la tension V_{ds} , [7].

Cependant, les phénomènes de transfert dans les vallées supérieures s'accompagnent souvent d'un régime non stationnaire de l'énergie. Nous sommes donc amenés à considérer les deux possibilités exposées ci-après.

• **La saturation de la vitesse électronique en régime quasi statique [12], [37]**

Lorsque le canal est suffisamment long et lorsque le champ électrique ne croît pas trop rapidement sous la grille. Les électrons peuvent circuler en régime stationnaire de l'énergie. Leur temps de transit doit être largement supérieur au temps de relaxation τ_e de l'énergie. Dans le GaAs avec $\tau_e = 10^{-12}$ s et en supposant pour les électrons une vitesse voisine de 10^7 cm. s⁻¹. On voit que la longueur de la grille doit être, au minimum de l'ordre de 1 μ m. Dans ces conditions la vitesse des électrons se sature lorsque le champ électrique atteint la valeur critique E_c (3,6 kV cm⁻¹ dans GaAs), elle décroît lorsque le champ dépasse cette valeur et se stabilise à la limite V_{sat} (environ 1.10^7 cm/s dans GaAs).

Le ralentissement des électrons provoque leur accumulation dans le canal. Ce qui assure la continuité du courant. Inversement lorsqu'à la sortie du canal le champ électrique commence à décroître et à se rapprocher de sa valeur critique E_c , la vitesse des électrons s'accroît, ce qui provoque une désertion du canal.

Le canal comporte à nouveau deux parties : une partie libre où les électrons voyagent en régime de mobilité et qui s'étend jusqu'au plan où le champ électrique atteint sa valeur critique E_c ; une partie saturée où les électrons voyagent en vitesse limitée par le transfert.

La figure I-10 résume cette étude en donnant l'allure des profils de la concentration des électrons, du champ électrique et de la vitesse électronique stationnaire dans le canal.

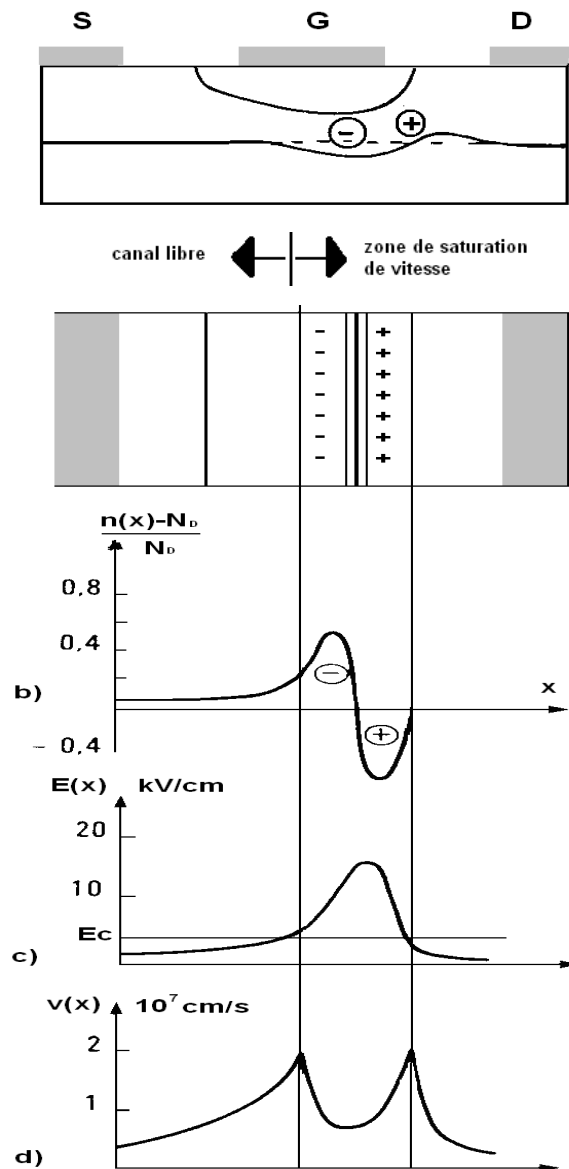


Figure I-10 : Canal d'un MESFET GaAs en régime de saturation de vitesse quasi statique.

• Le transfert après parcours en survitesse ou en régime quasi balistique [13].

C'est le troisième mécanisme susceptible de conduire à la saturation du courant. Il s'observe sous les grilles courtes ($L_g < 1 \mu\text{m}$) où apparaît un gradient de champ électrique intense et sous lesquelles le temps de transit des électrons devient de l'ordre du temps de relaxation de l'énergie. Le régime stationnaire ne pouvant s'établir, les électrons voyagent en survitesse. Leur perte d'énergie dans les collisions contre les phonons optiques polaires est faible. On peut alors considérer que les électrons transforment presque intégralement en énergie cinétique l'énergie potentielle perdue en remontant le champ électrique. Lorsque leur énergie cinétique atteint environ 0,36 eV les électrons sont transférés dans les vallées L , ralentissent immédiatement et s'accumulent. Le reste de leur parcours dans le canal s'effectue à vitesse constante « saturée » indépendante du champ électrique. Le courant de drain I_d est devenu indépendant de V_{ds} .

1.2.3.3 Région d'avalanche : Vds augmente d'avantage

La jonction grille drain devient fortement polarisée en inverse. Le champ électrique devient localement très important entraînant une ionisation par choc provoquant ainsi une avalanche pouvant induire un claquage (Figure I-8), donc la limitation de la tension *Vds* à une valeur admissible sera nécessaire.

1.3 TECHNOLOGIE DU MESFET [14]

1.3.1 La couche active

Elle constitue la partie fondamentale du composant, puisqu'elle conduit le courant contrôlé par la tension appliquée à la grille.

C'est une couche mince de GaAs, dopée des impuretés de type donneur posé sur un substrat semi isolant. Elle doit obéir à deux impératifs :

- Ne pas avoir une densité de centres dopants *Nd* trop importante sous peine de dégrader fortement la mobilité des porteurs. La figure I-11 indique que pour avoir une mobilité électronique à champs nul, $\mu_0 = 0,4 \text{ m}^2 \text{V}^{-1} \text{s}^{-1}$ (valeur couramment obtenue), *Nd* doit être de l'ordre de grandeur de $10^{23} \text{ At m}^{-3}$

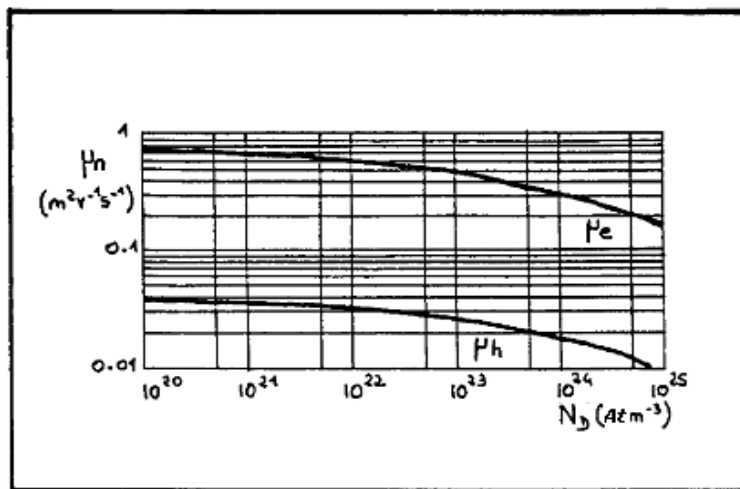


Figure I-11 : Variation de la mobilité des électrons et des trous avec la concentration du dopage dans le GaAs

La courbe $\mu_n(N_d)$ de la figure (I-11) peut être décrite par une relation rapprochée [14] :

$$\mu_n = \frac{\mu_0}{1 + \left(\frac{N_d}{10^{23}}\right)^{1/2}} \dots\dots\dots I-1$$

Où μ_0 représente la mobilité à champ et dopage nuls ($\mu_0 = 0,8 \text{ m}^2 \text{v}^{-1} \text{s}^{-1}$) dans le **GaAs** et *Nd* le dopage moyen exprimé en en atomes par m^3 .

- Présenter une faible épaisseur de manière à ce que le contrôle du courant drain-source par l'effet de champ puisse s'effectuer correctement. Il importe notamment de pouvoir dépeupler entièrement cette couche active avec une tension inverse de grille bien inférieure à la tension de claquage de la jonction Schottky.

La tension V_{gs} négative correspondant au dépeuplement complet est appelée tension de seuil V_T .

L'épaisseur de la couche active « a » est inférieure au micron et « V_T » est de l'ordre de $-0,5V$ à $-5V$.

Les technologies pour l'obtention de la couche active se répartissent en deux grandes familles :

- Les croissances épitaxiales sur un substrat initial cristallin
- L'implantation ionique dans le matériau semi-isolant massif.

1.3.2 La grille submicronique

Comme on peut s'y attendre, les dimensions géométriques et notamment la longueur de grille (figure I-3) ont une influence déterminante sur les performances du composant.

A titre d'exemple, considérant la fréquence de coupure du gain en courant donnée par la relation approchée qui sera développée au chapitre 2 [15]:

$$f_{t\max} = \frac{V_s}{2\pi L} \quad \dots\dots\dots \text{I-2}$$

Où V_s est la vitesse de saturation des porteurs ($V_s \geq 10^5 \text{ ms}^{-1}$)

Pour que le transistor présente une fréquence de coupure de 20 GHz , il convient que la longueur de grille soit inférieure au micron.

1.3.3 Le contact Schottky de grille

1.3.3.1 Barrière de potentiel et zone de charge d'espace [16]

Les électrons libres du semiconducteur au voisinage de la jonction métal-semiconducteur du contact Schottky migrent vers le métal laissant les atomes donneurs ionisés. Ces atomes forment à l'interface du coté semiconducteur une zone de charge d'espace « ZCE » positive et un champ électrique « E » s'établit [Figure (I-12)]. A l'équilibre thermodynamique, le courant de diffusion des électrons s'équilibre avec le courant de conduction engendré par le champ électrique.

La courbure des bandes d'énergie se produit dans une zone d'énergie variant de « eV_{bi} » telle que représenté sur la figure (I-13), « V_{bi} » correspond à la barrière de potentiel que doivent surmonter les électrons de la bande de conduction du semi-conducteur pour passer dans le métal. Cette barrière est essentiellement dépendante de la nature des matériaux utilisés pour réaliser la structure et des conditions de fabrication [4]

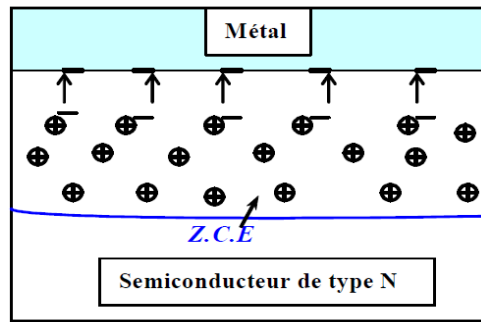


Figure I-12 : Zone de charge d'espace (ZCE).

La hauteur de la barrière vue par les électrons dans le semi-conducteur est donnée par la différence des travaux de sortie du métal et du semi-conducteur.

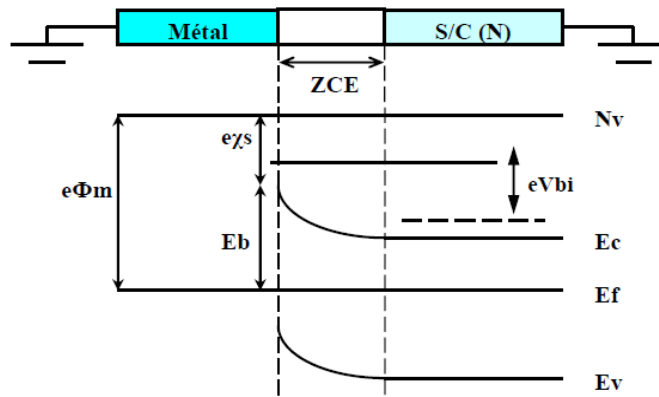


Figure I-13: Les niveaux d'énergie de la jonction métal-semi-conducteur $\phi_m \geq \phi_s$.

$$eV_{bi} = e\phi_m - e\phi_s \dots\dots\dots I-3$$

Elle correspond à la différence de potentiel entre la surface du semi-conducteur et le volume, c'est-à-dire aux bornes de la zone de charge d'espace du semi-conducteur. D'où la largeur de la zone de charge d'espace (ZCE) à l'équilibre (w) :

$$W = \left[\frac{2\epsilon}{eNd} V_{bi} \right]^{1/2} = \left[\frac{2\epsilon}{eNd} (\phi_m - \phi_s) \right]^{1/2} \dots\dots\dots I-4$$

1.3.3.2 Champ et potentiel électrique

Pour déterminer l'évolution du potentiel, du champ électrique et de la charge dans le semiconducteur il faut donc chercher une solution bidimensionnelle de l'équation de Poisson.

$$\Delta\psi(x,y) = -\frac{\rho(x,y)}{\epsilon_0\epsilon_s} \quad \text{d'où :} \quad \nabla E(x,y) = \frac{\rho(x,y)}{\epsilon_0\epsilon_s} \quad \dots\dots\dots \mathbf{I-5}$$

- $\psi(x,y)$ est la variation totale du potentiel électrostatique à travers la zone de charge d'espace.
- $\rho(x,y)$ est la densité de charges d'espace dans le semi conducteur.
- $E(x,y)$ est le champ électrique,
- ϵ_s est la constante diélectrique du semiconducteur.
- ϵ_0 est la permittivité du vide.

1.3.3.3 Charge totale de la zone de charge d'espace

En considérant que la charge d'espace est essentiellement due aux atomes dopants ionisés, sa valeur à l'équilibre thermodynamique s'exprime par :

$$Q = eN_d W \quad \dots\dots\dots \mathbf{I-6}$$

Où : W est la largeur de la zone de charge d'espace.

1.3.3.4 Capacité de la zone de charge d'espace

Si la structure est polarisée par une tension électrique, les variations du potentiel dans la zone de charge d'espace entraînent une modulation de la largeur de cette zone et par suite une modulation de la charge totale développée dans le semiconducteur. Il en résulte que la structure présente une capacité différentielle.

La relation de la capacité équivalente par unité de surface est donnée par :

$$C_{sc} = \frac{dQ_{sc}}{dV_{m\acute{e}tall/sc}} \quad \dots\dots\dots \mathbf{I-7}$$

1.3.4 Les contacts ohmiques de source et de drain

La hauteur de barrière d'un contact métal-GaAs étant indépendante du choix du métal, il n'y a créant une couche fortement dopée sur la surface du composant qu'on peut minimiser la résistivité des contacts de la source et du drain.

Les techniques d'implantation ionique ou de croissance par épitaxie par jets moléculaires permettent de créer cette couche surdopée avant le dépôt du métal.

Le mélange (Au(88%) –Ge(12%) + Ni) est le plus utilisé pour réaliser des contacts ohmiques sur GaAs de type *N*.

1.3.5 Les substrats semi-isolants

1.3.5.1 Rôle et importance du substrat

Le fonctionnement du MESFET est basé sur le contrôle par la grille du courant circulant dans la couche active.

Il est donc primordial qu'aucun courant ne circule en dessous de cette couche dans le substrat, car son contrôle par la grille deviendrait alors difficile, ce qui dégraderait la transconductance g_m du transistor. Pour cette raison, le substrat doit être hautement résistif. Ainsi il doit présenter à la fois un rôle mécanique et de matériau électrique inerte.

Selon les propriétés électriques du GaAs cités au tableau (I-2), L'arséniure de gallium non intentionnellement dopé (appelé semi-isolant) constitue donc un substrat de très bonne qualité, tant pour les composants que pour les circuits intégrés.

1.3.5.2 Fabrication du substrat semi-isolant GaAs [2217]

L'introduction de techniques de purification très poussées a rendu possible la fabrication de matériau *GaAs* intrinsèque présentant un niveau de dopage résiduel très faible (de l'ordre de 10^{14} cm^{-3}) et dont la qualité semi-isolante ne nécessite qu'une très faible teneur en impuretés de compensation. La technique Liquid - Encapsulated Czochralski (LEC) a permis la croissance de lingots de *GaAs* de haute pureté. de grandes dimensions (76.2 mm de diamètre, jusqu'à 5 kg), présentant de faibles dislocations (10^4 cm^{-3}), une stabilité remarquable et une haute résistivité convenant à l'utilisation des techniques d'implantation ionique. De grandes plaquettes rondes orientées $\langle 100 \rangle$ sont maintenant disponibles pour être traitées par les équipements modernes de fabrication de semiconducteurs.

Bien que tout ne soit pas résolu dans ce domaine, et que des progrès importants restent à faire, les améliorations apportées par l'emploi de la méthode de tirage Czochralski permettent

l'implantation directe de la couche active dans le substrat semi-isolant. Ce procédé offre l'énorme avantage d'un excellent contrôle de la tension de seuil sur l'ensemble de la plaque.

Des techniques très sophistiquées faisant appel à des mesures de profils de photoluminescence, de photocourant, de photoabsorption et de courant d'obscurité, permettent de juger de la quantité des impuretés, de défauts et de dislocations du cristal élaboré .

1.3.6 Amélioration de la structure du MESFET [16]

Afin d'améliorer les performances des transistors à effet de champ, plusieurs techniques de réalisation ont été proposées. Nous allons présenter quelques unes dépendantes de la forme de la grille pour les transistors MESFET GaAs.

1.3.6.1 Mesfet à grille creusée

Pour améliorer la commande du transistor, une grille enterrée est réalisée [7]. Cette structure est réalisée en creusant, par attaque chimique ou gravure plasma, une tranchée dans le semiconducteur entre les contacts de source et de drain. En suite, le métal de grille est pulvérisé au fond de cette tranchée. Par cette méthode les résistances d'accès dues à la zone latérale non contrôlée par la grille diminuent [figure (I-14)].

Ce procédé a cependant l'inconvénient d'augmenter la complexité des opérations technologiques, on lui préfère souvent la technique de l'implantation ionique localisée qui permet de surdoper les zones inter-électrodes et par conséquent de diminuer les résistances d'accès en augmentant la densité des donneurs sous les zones latérales.

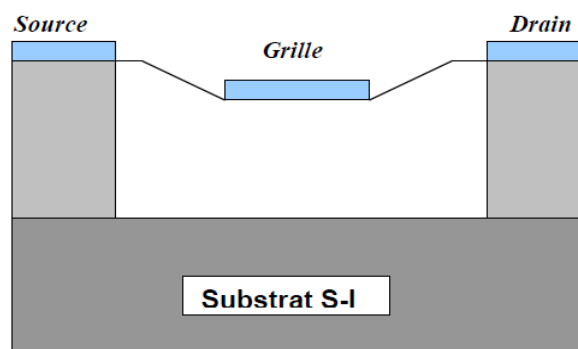


Figure I-14 : Coupe longitudinale du MESFET à grille creusée.

1.3.6.2 Mesfet à grille champignon

La résistance associée à la métallisation de grille dégrade les performances micro-ondes et elle est une source importante de bruit de fond. Pour réaliser des composants à faible bruit, il est important de la diminuer, ainsi la structure champignon figure (I-15) a été mise au point où la résistance R_g est calculée par la relation suivante [18] :

$$R_g = \frac{\rho_g Z}{3H_g L_{eff}} \dots\dots\dots I-8$$

ρ_g : la résistance du métal de grille exprimer en Ω .

H_g : l'épaisseur de métallisation.

La forme de la grille en champignon permet donc de différencier la longueur L_{eff} correspondant à la résistance R_g sans affecter les performances du composant. Pour réaliser cette forme, on utilise deux couches de résine photosensible.

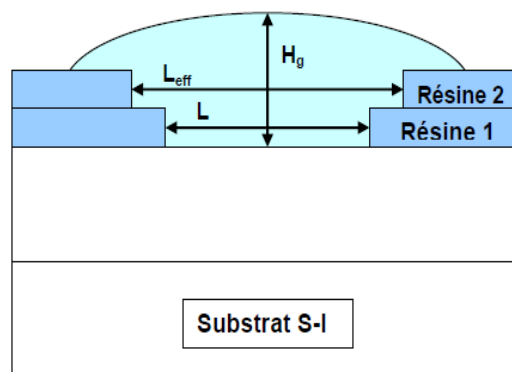


Figure I-15 : Coupe d'une grille champignon réalisée par double photogravure.

1.3.6.3 Mesfet en structure LDD

La structure **LDD** (Light Doped Drain) [19], [35] est améliorée par l'utilisation d'une couche sur la grille, comme il est schématisé dans la figure (I-16).

Cette structure possède les avantages suivants :

- Elle supprime les effets de bords notamment pour les canaux courts.
- Elle réduit la résistance de source.
- Et surtout elle augmente la fréquence de composants submicroniques, une fréquence de coupure de 72 Ghz peut être obtenue avec de bonnes performances en bruit.

Ces avantages montrent que le MESFET GaAs en structure **LDD** reste le meilleur pour les applications digitales, analogiques, micro-onde et hybride.

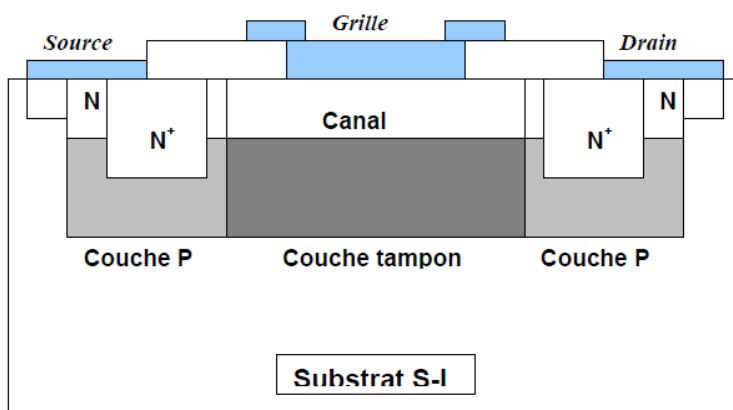


Figure I-16 : Coupe longitudinale du MESFET en structure LDD.

I.3.6.4 Mesfet à grille divisée en plusieurs doigts

Cette amélioration permet de diminuer la résistance de grille [20]. Elle consiste à diviser la métallisation de grille en plusieurs doigts comme il est schématisé dans la figure (I-17). Si N_k est le nombre de doigts de grille et R_{gi} la résistance de grille d'un doigt, la résistance de grille est donnée

par la relation suivante :
$$R_g = \frac{R_{gi}}{N_k^2} \dots\dots\dots I-10$$

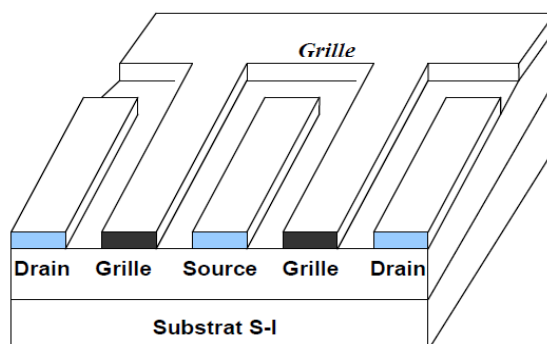


Figure I-17 : exemple de métallisation de grille à deux doigts ($Nk = 2$)

I.3.6.5 Autres structures

Pour augmenter les fréquences micro-ondes et baisser le bruit, plusieurs configurations de grilles sont considérées [21].

La figure (I-18-a) montre une structure avec une grille semi-isolante, fabriquée par bombardement en Ar de la région de grille, du dispositif peut réduire la capacité de grille, diminuer le courant de fuite de grille et augmenter la tension de claquage.

La figure (I-18-b) montre une structure similaire avec une grille en couche tampon, cette couche est insérée entre le métal de grille et la couche active.

La technique de l'auto-alignement a été utilisée pour réaliser des composants avec une longueur de grille submicronique.

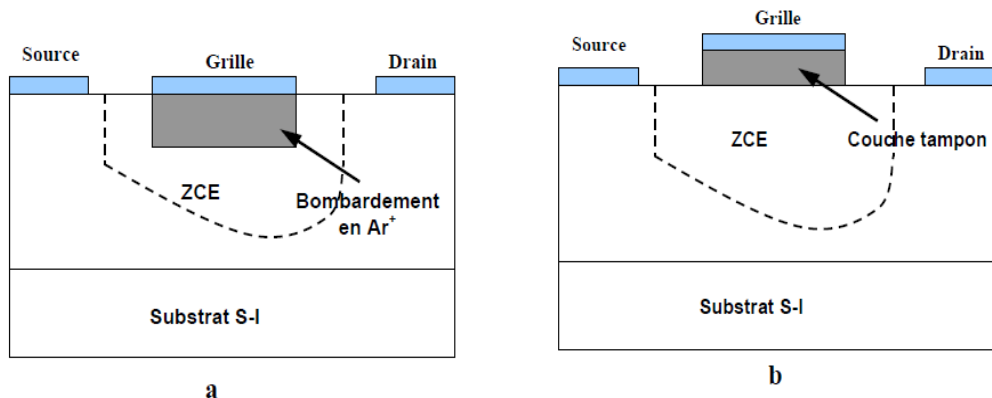


Figure I-18: différentes configurations de grille pour améliorer les performances du MESFET.

a- Bombardement de la grille avec les ions d'argon.

b- Couche tampon de grille.

1.4 EFFETS DISPERSIFS DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

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. Les principaux effets limitatifs dans les FETs sont les effets de pièges, thermiques, avalanches et le bruit [20].

1.4.1 Les phénomènes de pièges

Les phénomènes de pièges dans les composants semiconducteurs correspondent à l'existence d'états énergétiques pouvant être occupés par des porteurs dans la bande interdite du matériau. Ces niveaux d'énergie sont majoritairement dus à la présence d'impuretés et de défauts cristallins dans les interfaces. Ils sont capturés ou libérés des électrons qui participent au courant dans le canal. Ces effets de pièges peuvent être regroupés en deux catégories [21], [22], [23] :

le « Gate-lag », le « Self-backgating »,

1.4.1.1 Phénomène de « Gate-lag »

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

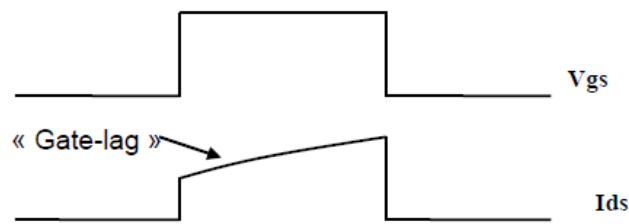


Figure I-19 : Phénomène de « Gate lag »

1.4.1.2 Phénomène de « Self-backgating »

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

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

Toutefois, une brusque augmentation du champ électrique entre le drain et la source provoque l'état transitoire. En effet, des électrons sont injectés du canal dans le substrat où ils sont rapidement piégés dans des zones ionisées. Ces pièges deviennent électriquement neutres et le substrat au voisinage du canal est alors chargé plus négativement. Ce phénomène est représenté sur la fig (I-20)

A ce moment là, une charge positive apparaît à l'interface canal/substrat, assurant ainsi l'équilibre des charges. Le potentiel de substrat agit comme une grille arrière du canal qui diminue. Par conséquent le courant de drain « *Ids* » diminue jusqu'à atteindre l'état permanent.

Le « selfbackgating » est caractérisé par la naissance d'un potentiel spontané du substrat semi isolant qui se traduit par une jonction canal/substrat difficile à contrôler. Lorsque la tension de drain chute brutalement, les pièges commencent à émettre les électrons. La charge d'espace canal/substrat diminue lentement, ce qui augmente l'épaisseur du canal (figure 1-21). Le courant de drain « *Ids* » augmente au rythme du processus d'émission des charges dans le canal jusqu'à atteindre son état

permanent. Les effets de pièges sont également très sensibles à l'illumination du matériau. Lorsque le composant est placé dans l'obscurité, les phénomènes de pièges sont plus importants (augmentation du temps d'émission).

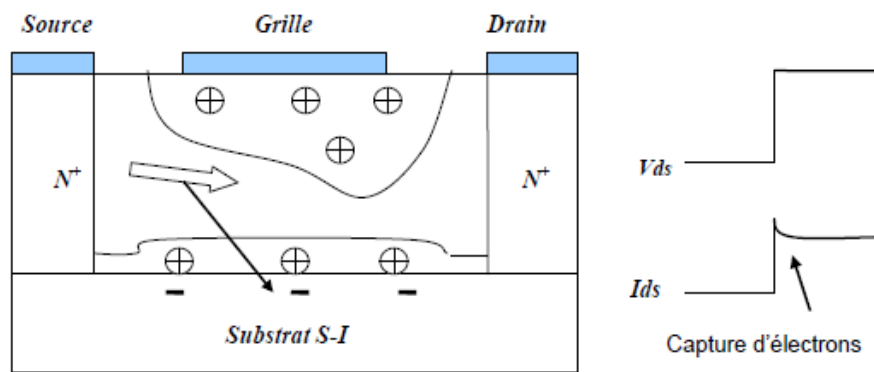


Figure I-20 : Influence de la capture des électrons dans des pièges de substrat sur le courant de sortie.

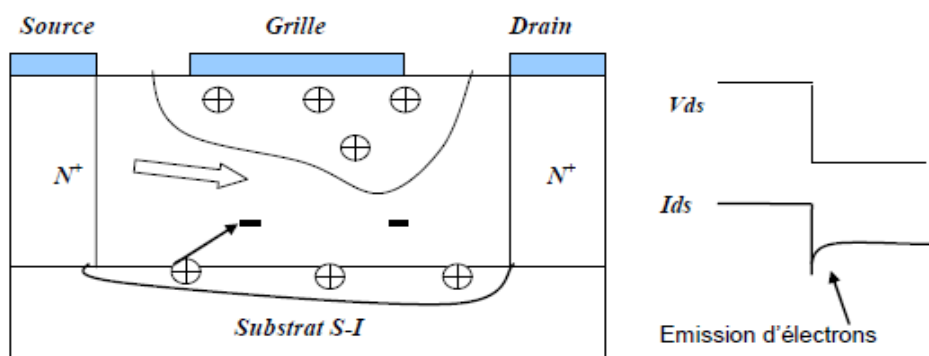


Figure I-21 : Influence de l'émission des électrons dans le canal sur le courant de sortie.

1.4.2 Effets thermiques

Tout composant semi-conducteur est sujet à des problèmes d'auto-échauffement lorsqu'il est soumis à des contraintes électriques. Trois principaux phénomènes sont à l'origine de la création de chaleur. Il y a tout d'abord l'effet Joule des électrons et des trous. Il existe ensuite les phénomènes de radiation. Enfin, le processus de génération recombinaison des paires électrons/trous libère une quantité de chaleur proportionnelle au gap d'énergie entre les niveaux donneurs et accepteurs.

L'augmentation de la température interne du composant entraîne une diminution de la valeur de la mobilité des porteurs. Il en résulte une chute du courant de drain entraînant une diminution de la transconductance et de la conductance de sortie [24], [24], [25].

Les effets de l'échauffement du composant sur la transconductance et la conductance de sortie sont non négligeables et doivent être pris en compte dans une procédure de mesure et de modélisation précise. Un exemple de l'effet de l'auto-échauffement sur la caractéristique de sortie d'un transistor à effet de champ est représenté sur la figure (I-22) [26].

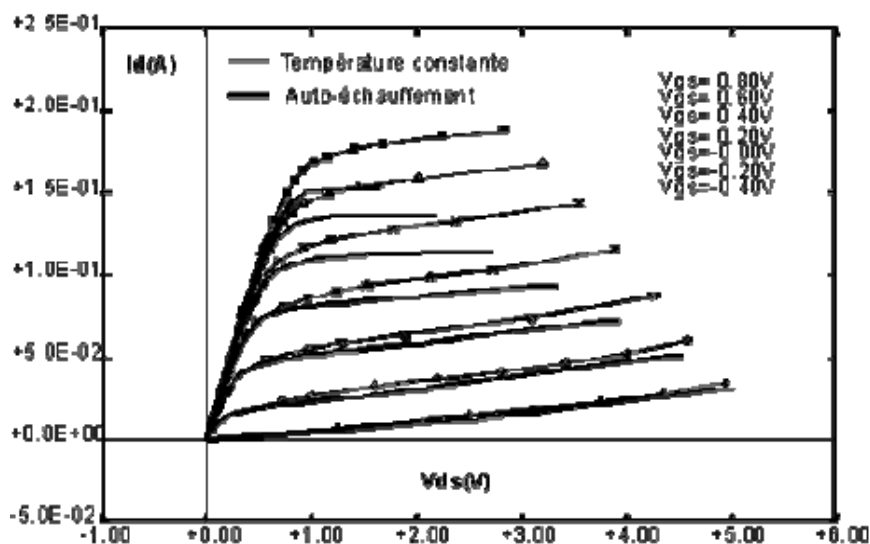


Figure I.22 : Comparaison des caractéristiques de sortie d'un FET : à température constante et avec auto-échauffement [8].

I.4.3 Phénomènes d'avalanche

Le fonctionnement de puissance des transistors à effet de champ est essentiellement limité d'une part en courant par la conduction de la diode de grille et d'autre part en tension par les phénomènes 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 [8], [19], [27].

L'avalanche par effet KINK se produit pour une tension de grille supérieure à la tension de pincement et une tension de drain importante (courant de drain saturé). L'effet KINK est lié à la présence de pièges de surface dans le semiconducteur [voir la figure (I-23-a)] [39].

L'avalanche par ionisation par impact se produit pour une tension de drain élevée et une tension de grille proche du pincement du canal [figure (I-23-b)]. Les électrons circulant dans le canal sont accélérés par le champ électrique. Si celui-ci est suffisamment très élevé, 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.

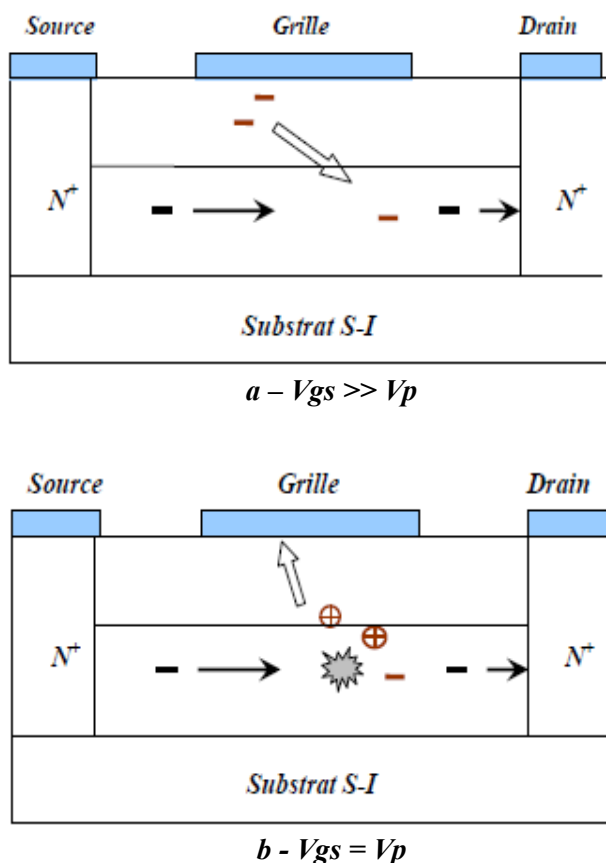


Figure I-23 : Mécanisme des phénomènes d'avalanches.

1.5 CONCLUSION

L'objet de ce premier chapitre était de présenter complètement le transistor à effet de champs métal-semiconducteur MESFET sur arséniure de gallium.

Cette étude nous a permis de voir la structure physique et le principe de fonctionnement des transistors à effet de champ (JFET, MOSFET, MESFET), Ensuite, nous nous sommes particulièrement intéressés au MESFET GaAs qui est longtemps resté le composant à effet de champ prépondérant pour l'amplification de puissance micro-onde [25]. En effet, les propriétés de transport électronique de l'Arséniure de Gallium permettent d'obtenir des densités de porteurs dont la vitesse moyenne dans le canal est bien supérieure à celle du Silicium. Ceci va permettre de réduire le temps de transit dans la grille ainsi que dans les résistances de contact. Avantage supplémentaire, le GaAs permet le dépôt de contacts ohmiques de bonne qualité par rapport à la plupart des autres composés III-V .

Trois des quatre régions principales du composant, la couche active, le contact Schottky de grille et les contacts ohmiques de source et de drain, ont été décrits en détail, les notions théoriques de base étant chaque fois rappelées. Ainsi que les principaux effets dispersifs dans les FETs sont explicités.

Le quatrième élément primordial du MESFET, le substrat semi isolant, a été abordé car nous pensons que se sera, à l'avenir le point le plus important à maîtriser pour un meilleur contrôle et une amélioration des performances du composant. En effet, la diminution des dimensions géométriques (Longueur de grille et épaisseur de la zone active) augmente l'influence du substrat sur les caractéristiques du transistor.

Chapitre 2

MODELISATION PHYSIQUE DU TRANSISTOR

MESFET GaAs

II.1 INTRODUCTION

Traditionnellement, la conception des circuits micro-ondes était basée sur des méthodes d'essais et erreurs. C'est-à-dire qu'un circuit préliminaire était fabriqué, mesuré et optimisé pour obtenir les performances désirées. Cette approche demandait beaucoup d'efforts et de temps de la part des concepteurs. La CAO (i.e. conception Assisté par ordinateur) offre une approche différente, car nous pouvons simuler, optimiser et tester le circuit avant la fabrication.

La modélisation peut être divisée en deux catégories en fonction de la manière de la représentation: .[16]

- *La modélisation physique* repose sur des équations mathématiques qui représentent ou décrivent le transport d'électrons / trous dans le composant. Ce modèle devrait être résolu numériquement ou analytiquement. Toutefois, ce modèle est résolu numériquement dans la plupart des cas en raison de la complexité et de la non-linéarité des équations. Typiquement, de nombreuses approximations sont nécessaires pour obtenir un modèle analytique utile.
- *La modélisation électrique*, cette approche est basée sur une proposition d'un circuit électrique équivalent au composant. Les éléments du circuit sont déterminés à partir des paramètres physiques et géométriques du dispositif, Dans ce cas, point n'est besoin de connaître la physique du composant, on traite le composant comme un quadripôle, on dit aussi comme une «boîte noire».

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation physique du transistor à effet de champ à grille Schottky à l'arséniure de gallium dit MESFET GaAs. Ce modèle prend en considération l'ensemble des phénomènes physiques spécifiques à ce composant. Pour cela un ensemble

d'hypothèses basées sur des approximations nous permettra de résoudre les équations différentielles et de simplifier les expressions mathématiques.

II.2 EVOLUTION DES TECHNIQUES DE SIMULATION DU MESFET [8], [36]

De nombreux travaux ont été menés pour modéliser les MESFET, à fin de simuler leurs performances électriques à partir des caractéristiques physiques. Ces travaux ont permis progressivement de clarifier la plus part des phénomènes physiques intervenant dans le fonctionnement du transistor.

On attribut le premier essai de modélisation des transistor à effet de champ à Shockley-1952 dans son article célèbre [28] qui a servi de référence à plusieurs tentatives de modélisation. Ce modèle était un modèle analytique puisque basé sur une résolution analytique des équations fondamentales des porteurs dans le semiconducteur. Plusieurs auteurs (Grebeneet ghandhi- 1969, Graffeuil-1977, Taylor-1979) se sont inspirés des travaux de Shockley en essayant d'établir un modèle complet (statique, dynamique et bruit) du MESFET.

Depuis 1980, le MESFET GaAs submicroniques à été au centre d'intérêt. Différents modèles de MESFET existent pour prévoir leurs caractéristiques [Golio-1991 et Rodriguez-1992]. Habituellement, ces modèles sont classés en fonction de la technique utilisée dans leur développement. D'une manière générale, ils peuvent être classés comme suit:

II.2.1 Les modèles numériques [29], [30]

La miniaturisation croissante des composants en provoquant l'appariation de phénomènes bidimensionnels fait croitre l'intérêt pour les modèles numériques qui seuls peuvent offrir une approche rigoureuse. parmi ceux-ci , les modèles particuliers bidimensionnels qui décrivent le parcours erratique d'un porteur (le plus souvent par la méthode de Monte-Carlo) ,bien que plus précis, ne convient pas pour une utilisation dans les programmes de conception.

D'autres modèles [Carnez-1980 et Higgings-1982] sont basés sur un découpage de la zone active du composant en un grand nombre de tranches pour résoudre dans chacune d'elles l'équation de poisson, l'équation de continuité de courent, l'équation de relaxation de l'énergie et celle du moment. Cette approche originale ne permet toutefois pas d'obtenir tous les éléments du schéma équivalent électrique du MESFET .dont certain d'entre eux sont indispensable pour déterminer les performances du composant.

II.2.2 Les modèles physiques

Il existe plusieurs modèles physiques qui sont utilisés dans la simulation des composants afin de prédire les caractéristiques du MESFET [Curtice-1980, Kacprzak-1983, Statz-1987, McCamant-1990, Rodriguiz-1992, ,] [31]. Tous ces modèles supposent une jonction à barrière de Schottky idéal du composant.

Un moyen direct pour améliorer les capacités d'un MESFET en haute fréquence est la réduction de sa longueur de grille « L_g » [Enoki-1990] qui provoque inévitablement une densité fini d'états d'interface à barrière Schottky [Ahmed-1995]. En outre, la réduction de « L_g » entraîne une augmentation de la conductance « gd », diminution de la transconductance « gm » et un changement de la tension de seuil « V_T » du dispositif, appelés effets de canal court [Ahmed -1997] [32]. La présence d'effets de canal court le long avec des états d'interface rend la modélisation plus difficile et exigeante.

Un modèle qui accueille tous ces effets avec un nombre minimum de variables, et prédit caractéristiques I-V à une précision raisonnable, sera un modèle préféré [McNally-2001, l'islam-2004 et Dobes-2004] [33,] [34].

Pour des composants de dimensions inférieurs, il nous apparut nécessaire de proposer un modèle associant un formalisme analytique avec des techniques de calcul numérique pour décrire les caractéristiques électriques du composant. Nous avons cherché à simuler des MESFET ayant n'importe quelles dimensions géométriques, puis à déterminer tous les éléments du schéma équivalent ainsi que les performances micro-ondes du transistor.

II.3 MODELISATION PHYSIQUE DU TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP MESFET GaAs

Pour la modélisation physique des caractéristiques électriques du transistor à effet de champ à barrière Schottky à l'arséniure de gallium dit MESFET GaAs, Une formulation analytique des principaux mécanismes statiques est effectuée et permet d'aboutir, par association d'éléments internes et externes à la zone active du composant (Figure II-1) , à un modèle mathématique du transistor MESFET GaAs. Ensuite les expressions de la transconductance, de la conductance de drain et de la capacité de grille sont déterminées en fonction des tensions de polarisations.

Ce modèle prend en compte l'ensemble des phénomènes physiques spécifiques à ces transistors tel que le transport des porteurs majoritaires dans le canal conducteur, la déformation de la zone de charge d'espace ainsi que l'effet de la température sur le fonctionnement du transistor.

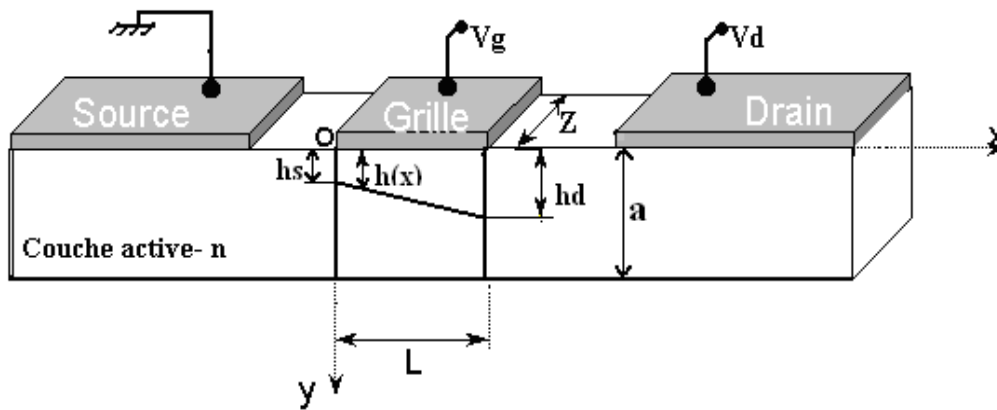


Figure II-1 : Zone active du transistor MESFET - définition des variables utilisées.

Avant de détailler le fonctionnement du composant, nous allons préciser quelles sont les hypothèses retenues pour rendre compte des phénomènes physiques fondamentaux intervenant dans le MESFET.

II.3.1 Hypothèses sur les phénomènes physiques

II.3.1.1 Mobilité des porteurs

L’hypothèse de mobilité constante et indépendante du champ électrique dans les semiconducteurs (dans notre cas le GaAs de type N) ne peut pas traduire les phénomènes physiques dans ces matériaux. [41]

L’expression analytique des variations de la mobilité des électrons en fonction du champ électrique dans l’arséniure de galium GaAs (figure II-2), que nous utilisons est une relation simplifiée donnée comme suit :

- Dans le domaine des champs faibles ($E < E_0$), les électrons sont en équilibre thermodynamique avec le réseau et leur mobilité est constante et indépendante du champ électrique.

$$\mu = \mu_n \dots\dots\dots \text{II-1}$$

La mobilité (μ_n) est fixée par le dopage moyen de la zone active du composant. Selon la relation (I-1) déjà proposée au premier chapitre [40]:

- Lorsque le champ électrique est élevé ($E > E_0$), le transfert intervallés des électrons induit dans le GaAs une décroissance de la mobilité des porteurs qui se traduit par une variation non linéaire de la vitesse de dérive des électrons. Cependant, il n’existe pas une Loi qui traduit réellement les variations de cette mobilité avec le champ électrique, dans ce cas, notre choix s’est porté sur la Loi suivante [34]:

$$\mu(E) = \frac{\mu_n}{\left[1 + \left(\frac{E - E_0}{E_c}\right)^2\right]^{1/2}} \dots\dots\dots \text{II-2}$$

$E_c = \frac{v_s}{\mu_n}$: c'est le champs critique pour le quel la vitesse en régime linéaire est égale à la vitesse de saturation.

et v_s , la vitesse de saturation des électrons dans le GaAs .

$$E_0 = \frac{1}{2} \left[E_m + (E_m^2 - 4E_c^2)^{1/2} \right] \dots\dots\dots \text{II-3}$$

Où E_0 est le champ critique de passage du régime linéaire au régime non linéaire

E_m est le champ de seuil correspondant au maximum du régime de survitesse des électrons, qui peut être calculé à partir de la relation suivante :

$$\left. \frac{dv}{dE} \right|_{E=E_m} = 0 \dots\dots\dots \text{II-4}$$

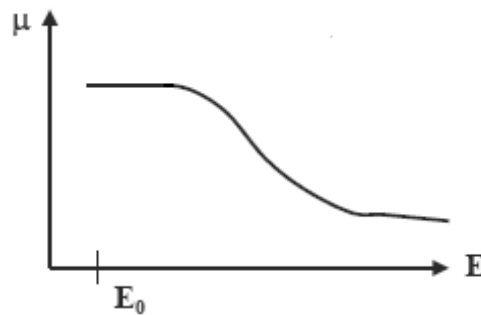


Figure II-2 : Variation de la mobilité en fonction du champ électrique.

II.3.1.2 Vitesse des porteurs

Dans certains semiconducteurs (le GaAS pour notre cas) la caractéristique de vitesse de dérive des électrons en fonction du champ électrique (figure II-3) présente un effet de mobilité différentielle négative suite au transfert des électrons d'une vallée à haute mobilité vers des vallées satellites à faible mobilité [42].

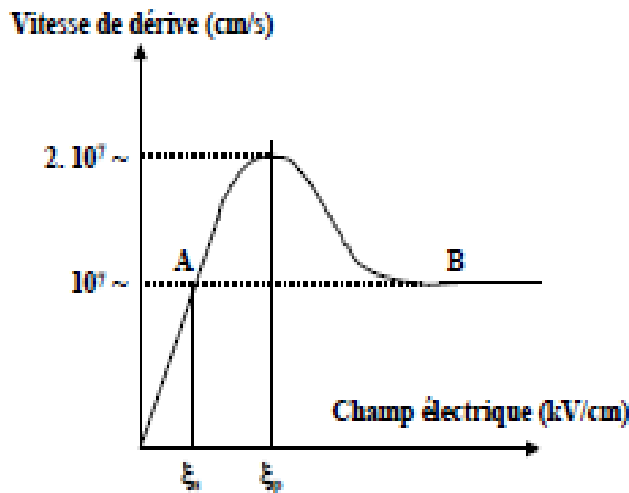


Figure II-3 Saturation de la vitesse des électrons avec le champ électrique.

II.3.1.3 Dynamique des porteurs - survitesse

Il s’agit de tenir compte des effets non stationnaires qui apparaissent lorsque la longueur de grille devient inférieure au micron. Alors Le temps de transit sous la grille devient du même ordre de grandeur que les temps de relaxation de l’énergie et du moment, sous fort champ électrique, le gaz d’électrons est « hors équilibre » et sa vitesse de dérive peut dépasser momentanément la vitesse maximale qu’elle aurait eue en régime stationnaire [7][40].

Afin de rendre compte de manière simplifiée des phénomènes de survitesse, nous utilisons pour le calcul de la vitesse de saturation apparente la relation suivante :

$$v_s (m.s^{-1}) = 60 L^{-0,56} \dots\dots\dots II-5$$

où L est exprimée en mètres et $L \leq 1 \mu m$.

II.3.1.4 Transition entre zone dépeuplée et zone neutre

La répartition des porteurs dans la couche active du composant est modalisée au moyen de l’approximation abrupte. C’est-à-dire que l’on pose (à l’abscisse x)

$$n(y) = 0 \quad \text{si } y < h(x) \quad \dots\dots\dots II-6$$

$$n(y) = Nd(y) \quad \text{si } y > h(x) \quad \dots\dots\dots II-7$$

où $h(x)$ est l’épaisseur de la zone dépeuplée en « x » (voir figure II-1)

II.3.1.5 Effets de bords

Lorsqu'une tension est appliquée sur la grille, l'extension de la **ZCE** n'est pas limitée au droit de la grille coté source et coté drain (Figure II-4) entraînant une modification des capacités du schéma équivalent et ils ont d'autant plus d'importance que la grille est courte [2].

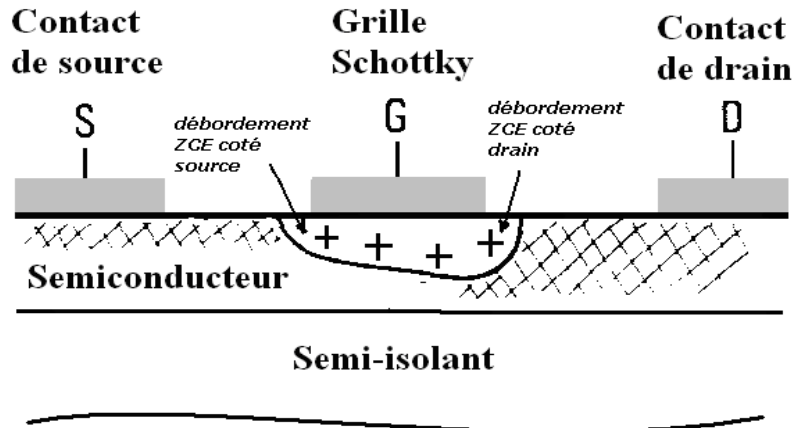


Figure II-4 : Débordement de la ZCE coté source et drain.

II.3.1.6 Effets liés au substrat

A l'interface couche active-substrat il existe des défauts impliquant une dégradation de la mobilité au voisinage de l'interface. Si V_{ds} augment d'avantage, il faut prendre en compte les évolutions bidimensionnelles du champ électrique dans le canal entraînant une injection d'électrons de la couche active vers le substrat (figure II-5)

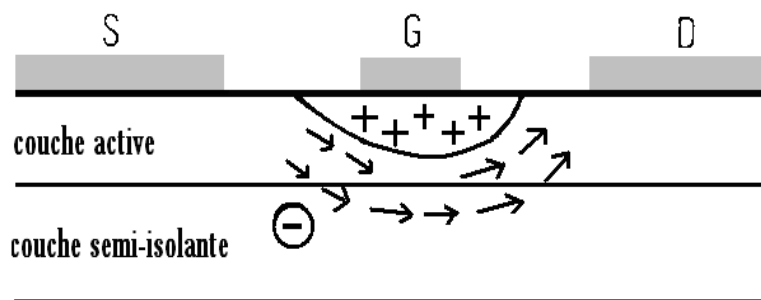


Figure II-5 : Circulation d'un courant de fuite à travers le substrat.

Pour garder une approche simple, un certain nombre de ces hypothèses sont souvent ignorés dans les modèles trouvés dans la littérature.

II.3.2 Equations fonctionnelles du Mesfet GaAs : recherche d'un modèle décrivant les phénomènes physiques

Notre démarche de modélisation consiste dans un premier temps à déterminer l'équation analytique de la tension sous l'électrode de grille du transistor, puis nous déterminons les expressions de la loi de mobilité et de vitesse des porteurs en fonction du champ électrique, par la suite l'expression du courant de drain « I_{ds} » commandée par les deux tensions V_{gs} et V_{ds} est bien déterminée dans les différents régimes de fonctionnement.

Nous nous intéresserons tout d'abord au dispositif interne (ou intrinsèque) tel qu'il a été défini au chapitre 1. Nous reviendrons ensuite au dispositif réel en introduisant les zones d'accès ainsi qu'un certain nombre d'effets secondaires liés au caractère bidimensionnel (effets de géométrie).

II.3.2.1 Equations fonctionnelles du MESFET intrinsèque.

L'écriture des relations fonctionnelles est conduite en trois étapes. Nous établirons tout d'abord des relations valables dans le cas général d'un dopage non uniforme de la couche active (cas du MESFET à canal implanté). Nous en déduisons ensuite facilement l'ensemble des équations classiques du MESFET à dopage uniforme dont nous établissons, pour finir, une approximation quadratique d'un maniemment plus simple.

L'ensemble des équations (II.8) à (II.10) régissant les phénomènes de transport de charges à l'intérieur d'un transistor MESFET intrinsèque à canal non uniformément dopé sont établies [40]. [16] [43]

Equation de Poisson : $\nabla^2 \psi(x, y, z) = -\frac{\rho(x, y, z)}{\epsilon}$ **II-8**

Potentiel électrique : $\vec{E} = -\vec{\nabla}(\psi)$ **II-9**

Densité du courant : $J_x = \sigma(x, y, z).E_x$ **II-10**

Les grandeurs physiques qui interviennent dans ces équations sont les suivantes :

- $E(x, y)$ est le champ électrique,
- $\psi(x, y, z)$ est le potentiel électrique dans la zone d'activité.
- J_x est la densité de courant de conduction,
- $\sigma(x, y, z)$ est la conductivité du canal,
- $\rho(x, y, z)$ est la densité de charges d'espace dans le semi conducteur.

La résolution de ce système d'équations s'effectue dans le canal, directement sous l'électrode de grille : cette zone est représentée sur la figure II-6. Les autres régions du transistor seront modélisées à partir d'éléments linéaires extrinsèques.

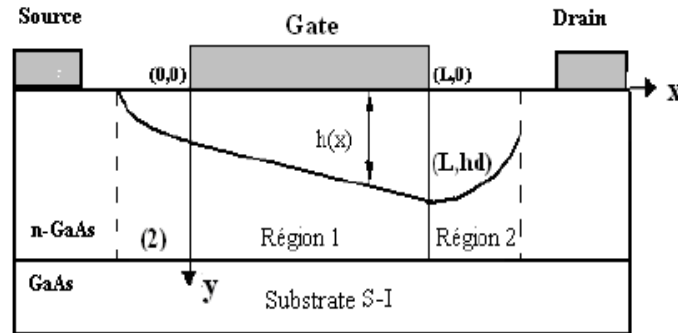


Figure II-6 : schéma de principe du transistor MESFET.

Les axes $o\bar{x}$ et $o\bar{y}$ représentent les axes longitudinaux et transversaux de la structure, l'origine est prise côté source. La largeur totale du canal est « a » et supposée constante. La largeur de la zone de déplétion $h(x)$ en un point d'abscisse « x » varie graduellement entre h_s 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 . Plusieurs étapes intermédiaires de calculs sont alors nécessaires :

- Résolution de l'équation de Poisson (II-8) afin d'extraire les expressions analytiques du potentiel électrostatique $\psi(x, y)$,
- détermination à partir de l'équation (II-9) les expressions analytiques des composantes, suivant les axes $o\bar{x}$ et $o\bar{y}$, $E_x(x, y)$ et $E_y(x, y)$ du champ électrique $E(x, y)$ dans le canal,
- puis intégration de la composante, suivant l'axe $o\bar{x}$, de la densité de courant $J_x(x, y)$ au niveau des électrodes de source et de drain, afin d'établir l'expression analytique du courant de drain I_d .

II.3.2.2 Calcul du potentiel électrostatique

Le potentiel dans la zone du canal sous la grille est donné par l'intégration de l'équation de poisson :

$$\nabla^2\psi = \frac{d^2\psi}{dx^2} + \frac{d^2\psi}{dy^2} + \frac{d^2\psi}{dz^2} = -\frac{\rho(x,y,z)}{\epsilon} \dots\dots\dots\mathbf{II-11}$$

Le dopage de la couche active est homogène dans le plan de la structure, mais peut varier dans la direction perpendiculaire avec la profondeur (**y**) de sorte qu'on a $Nd=Nd(y)$.

On admet en outre que tout les donneurs sont ionisés à température ambiante. Ainsi la densité de charge d'espace dans le semi conducteur sous la grille s'écrit :

$$\rho(x,y) = q.(Nd(y) - n(x,y)) \dots\dots\dots\mathbf{II-12}$$

avec : $n(x,y)$ la densité des porteurs libres dans la zone de charge d'espace.

Etude du dispositif interne se fait en général sous deux hypothèses que nous adopterons :

- La frontière séparant le canal de la zone de charge d'espace située sous la grille est abrupte
- Pour des raison de symétrie le potentiel est constant suivant la direction **Z** , de sorte que $\frac{d^2\psi}{dz^2} = 0$.
- La zone de charge d'espace est dépourvue de porteurs libres $n(x,y) = 0$.

L'équation de Poisson sera la suivante : (équation bidimensionnelle) [45] :

$$\frac{d^2\psi(x,y)}{dx^2} + \frac{d^2\psi(x,y)}{dy^2} = -\frac{q}{\epsilon} Nd(y) \dots\dots\dots\mathbf{II-13}$$

Le traitement mathématique bidimensionnel de l'équation de poisson donne une distribution bidimensionnelle du champ électrique sous la région de la zone de charge d'espace (**ZCE**). Pour simplifier l'étude, on considère que cette équation est une superposition de deux équations simples [26], [25].

Pour le calcul de la tension sous la grille, la zone de charge d'espace est divisée en deux régions principales [45] [46] [47] comme il est montré à la figure II-6.

L'équation s'écrit:

$$\psi(x,y) = U(y) + \phi(x,y) \dots\dots\dots\mathbf{II-14}$$

Où $\frac{d^2U(y)}{dy^2} = -\frac{q}{\epsilon} Nd(y) \dots\dots\dots\mathbf{II-15}$

$$\frac{d^2\phi(x,y)}{dx^2} + \frac{d^2\phi(x,y)}{dy^2} = 0 \dots\dots\dots\mathbf{II-16}$$

Pour résoudre l'équation de la distribution bidimensionnelle du champ électrique dans la **région I** de la zone de charge d'espace (ZCE) nous séparons les deux termes précédents. On cherche une solution unidimensionnelle du premier terme (équation II-15), et une solution bidimensionnelle du deuxième terme (équation II-16).

a- Détermination du terme unidimensionnel du potentiel

En intégrant l'équation (II-15) De **h(x)** à **y**, limite de la zone de charge d'espace, avec la condition

$\frac{dU(y)}{dy} = 0$ en **y=h** ; on obtient :

$$\frac{dU(y)}{dy} = -\frac{1}{\epsilon} \int_{h(x)}^y q \cdot N_d(y) dy = \frac{1}{\epsilon} \left(\int_0^{h(x)} q N_d(y) dy - \int_0^y q N_d(y) dy \right) \dots\dots\dots \mathbf{II-17}$$

Nous introduirons pour traiter les problèmes de charge de canal et de charge d'espace la fonction intégrale du dopage [21] ,[2].

$$Q(y) = \int_0^y \rho(x, y) dy = q \cdot \int_0^y N_d(y) dy \dots\dots\dots \mathbf{II-18}$$

Ainsi : $\frac{dU(y)}{dy} = \frac{1}{\epsilon} [Q(h(x)) - Q(y)] \dots\dots\dots \mathbf{II-19}$

Le potentiel électrostatique $U(y)$ dans la zone charge d'espace à l'abscisse **x** est donné par une deuxième intégration de l'équation de poisson de **h(x)** à **y**.

$$U(y) = V_g - V_{bi} + \frac{1}{\epsilon} \int_{h(x)}^y [Q(h(x)) - Q(y)] dy \dots\dots\dots \mathbf{II-20}$$

Où V_{bi} est la barrière de potentiel de la diode Schottky.

Après une intégration par parties, on aboutit à l'expression finale du potentiel dans la zone de charge d'espace :

$$U(y) = V_g - V_{bi} + \frac{q}{\epsilon} \int_0^y N_d(y') y' dy' + \frac{q}{\epsilon} y \int_y^{h(x)} N_d(y') dy' \dots\dots\dots \mathbf{II-21}$$

Pour simplifier l'étude, on suppose le dopage de couche active comme uniforme (Cette approximation est valable pour les modèles où l'hypothèse du canal graduel est valable). Alors pour une zone de charge d'espace vide de porteurs, on a : $N_d(y) = N_d$

L'expression précédente du potentiel $U(y)$ se calcule aisément comme suit :

$$U(y) = -\frac{q N_d}{2\epsilon} y^2 + \frac{q N_d y}{\epsilon} h(x) + V_g - V_{bi} \dots\dots\dots \mathbf{II-22}$$

L'expression **II-22** obtenue nous permet d'écrire la tension aux bornes de la zone de charge d'espace donnée par $U(h(x)) = U(y=h(x)) - U(y=0)$.

L'expression de $U(h(x))$ s'écrit simplement.

$$U(h(x)) = \frac{qN_d}{2\epsilon} h(x)^2 \quad \dots\dots\dots \mathbf{II-23}$$

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. Donc l'état de pincement est atteint quand : $h(x) = a$.

$$V_p = U(a) = \frac{qN_d}{2\epsilon} a^2 \quad \dots\dots\dots \mathbf{II-24}$$

L'équation (II-23) permet de calculer la largeur de la zone de charge d'espace unidimensionnelle,

$$h(x) = \sqrt{\frac{2\epsilon}{qN_d} (V(x) + V_{bi} - V_g)} \quad \dots\dots\dots \mathbf{II-25}$$

Où $V(x)$ est le potentiel du canal avec $V(0)=0$ côté source et $V(L)=V_d$ côté drain.

On obtient alors la largeur de la zone de déplétion côté source et côté drain successivement comme suit:

$$h_s = \sqrt{\frac{2\epsilon}{qN_d} (V_{bi} - V_g)} \quad \dots\dots\dots \mathbf{II-26}$$

$$h_d = \sqrt{\frac{2\epsilon}{qN_d} (V_d + V_{bi} - V_g)} \quad \dots\dots\dots \mathbf{II-27}$$

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.

b- Détermination du terme bidimensionnel du potentiel

Pour déterminer ce terme du potentiel, plusieurs techniques sont utilisées et par la suite des solutions sont proposées [45],. Dans cette étude nous avons utilisé la technique des fonctions de Green dans un milieu homogène, cette technique donne une distribution acceptable de charge dans la zone active et aussi une forme de la région de déplétion en accord avec les autres modèles (simulation Monte Carlo, méthode itérative) [37], [47].

La solution de la fonction (II-16) proposée dans cette étude s'écrit sous la forme suivante :

$$\phi(x, y) = \alpha [Sinh(k(L-x)) + Sinh(kx)] Sin(ky) \quad \dots\dots\dots \mathbf{II-28}$$

avec : $k = \frac{\pi}{2a}$

et le potentiel : $\alpha = \frac{2aE_s}{\pi(\cosh(kL) - 1)}$ II-29

Avec E_s Champ de saturation de la vitesse des électrons donnée par la relation II-30 :

$$E_s = \frac{v_s}{\mu_n - \left(\frac{v_s}{E_0}\right)}$$
II-30

A partir des expressions (II-22) et (II-28), on obtient l'expression de la tension totale $\psi(x,y)$ dans le canal au point $M(x,y)$ comme suit :

$$\psi(x,y) = \frac{qN_d}{2\varepsilon} \left(h(x) \cdot y - \frac{y^2}{2} \right) + V_g - V_{bi} + \alpha [\sinh(k(L-x)) + \sinh(kx)] \sin(ky)$$
II-31

II.3.3 Zone de charge d'espace

L'expression de la tension totale $\psi(x,y)$, ainsi obtenue, nous permet d'écrire la tension aux bornes de la zone de charge d'espace avec prise en considération du terme bidimensionnel.

Elle est donnée par $\psi(x,h(x)) = \psi(y=h(x)) - \psi(y=0)$.

$$\psi(x,h(x)) = \frac{qN_d}{2\varepsilon} h(x)^2 + \phi(x,h(x))$$
II-32

Nous utilisons les hypothèses suivantes pour calculer la largeur de cette zone :

Pour $x = 0$; $\psi(0, h_s) = V_{bi} - V_g$ II-33

Pour $x = L$; $\psi(L, h_d) = V_d + V_{bi} - V_g$ II-34

Pour : $0 \leq x \leq L$; nous nous placerons dans l'hypothèse du canal graduel.

Et : $\psi(x, h(x)) = V(x) + V_{bi} - V_g$ II-35

La largeur $W(x)$ de la zone de charge d'espace sera réécrire comme suit:

$$W(x) = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_d} (V(x) + V_{bi} - V_g - \phi(x, h(x)))}$$
II-36

On obtient alors la largeur de la zone de déplétion côté source et côté drain successivement :

$$W_s = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_d} (V_{bi} - V_g - \phi(0, h_s))}$$
II-37

$$W_d = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_d} (V_d + V_{bi} - V_g - \phi(L, h_d))}$$
II-38

Où $\phi(0, h_s)$ et $\phi(L, h_d)$ sont des composantes de $\Phi(x, y)$ côtés source et coté drain respectivement, elles sont calculées à partir des équations suivantes :

$$\phi(0, h_s) = \phi_s = \frac{2aE_s}{\pi} \left[\frac{\sinh(\pi L/2a)}{\cosh(\pi L/2a) - 1} \right] \text{Sin} \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{V_{bi} - V_g}{V_p}} \right) \dots\dots\dots \mathbf{II-39}$$

$$\phi(L, h_d) = \phi_d = \frac{2aE_s}{\pi} \left[\frac{\sinh(\pi L/2a)}{\cosh(\pi L/2a) - 1} \right] \text{Sin} \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{V_d + V_{bi} - V_g}{V_p}} \right) \dots\dots\dots \mathbf{II-40}$$

II.3.4 Courant de drain dans le canal.[48] [49].

La densité du courant de drain en un point de coordonnées x, y, z du canal est simplement donnée par **la loi d’Ohm** (équation II-10) :

$$J_x = \sigma(x, y, z).E_x \dots\dots\dots \mathbf{II-41}$$

Dans la mesure où $\rho(x,y)$ représente la densité de charges fixes dans la région dépeuplée (c-à-d. $qN_d(x, y)$), la densité de charges mobiles dans la région conductrice du canal en un point $M(x,y,z)$ pour un transistor à canal « n » est donnée par $-\rho(x,y)$ [5].

La conductivité du canal et la densité de courant s’écrivent donc :

$$\sigma(x, y, z) = \sigma(x, y) = \rho(x, y).\mu(E_x) \dots\dots\dots \mathbf{II-42}$$

$$J_x = \rho(x, y)\mu(E_x).E_x \dots\dots\dots \mathbf{II-43}$$

$\mu(E_x)$ est la mobilité des électrons qui dépend du champs électrique.

$E_x(x)$ est la composante du champs électrique dans le canal est donnée par :

$$E_x(x) = -\frac{d\psi(x,y)}{dx} \dots\dots\dots \mathbf{II-44}$$

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

$$I_d = -\int_s J_x ds = -\int_0^z \int_h^a J_x dzdy \dots\dots\dots \mathbf{II-45}$$

Pour une couche active de densité électronique N_d (MESFET uniformément dopé), l'expression du courant de drain s'écrit comme suit [49] :

$$I_d = \frac{q^2 \cdot Z \cdot \mu \cdot N_d^2}{\epsilon \cdot L} \int_{w_s}^{w_d} w(x)(a - W(x))dW(x) \dots\dots\dots \mathbf{II-46}$$

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

$$I_d = \frac{(q \cdot N_d)^2 \cdot Z \cdot \mu}{2 \cdot \epsilon \cdot L} \left[a(w_d^2 - w_s^2) - \frac{2}{3}(w_d^3 - w_s^3) \right] \dots\dots\dots \mathbf{II-47}$$

Les expressions de w_s (épaisseur de ZCE côté source) et w_d (épaisseur de ZCE côté drain) sont données par les expressions II-37 et II-38.

L'expression générale du courant I_d en régime intrinsèque s'écrit :

$$I_d(V_d, V_g) = I_p \left[\frac{V_d - \phi_d + \phi_s}{V_p} - \frac{2}{3} \left(\frac{V_d + V_{bi} - V_g - \phi_d}{V_p} \right)^{\frac{3}{2}} + \frac{2}{3} \left(\frac{V_{bi} - V_g - \phi_s}{V_p} \right)^{\frac{3}{2}} \right] \dots\dots\dots \mathbf{II-48}$$

Avec I_p le courant de pincement donné par : $I_p = \frac{(qN_d)^2 Z \mu \cdot a^3}{2\epsilon L} \dots\dots\dots \mathbf{II-49}$

et V_p la tension de pincement donnée par : $V_p = \frac{qN_d}{2\epsilon} a^2 \dots\dots\dots \mathbf{II-50}$

II.3.4.1 Effet de la loi de mobilité

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 MESFET à grille submicronique.

Dans le domaine des champs faibles ($E < E_0$), La mobilité est constante (μ_n)

Alors $I_{pL} = \frac{(qN_d)^2 Z \cdot a^3}{2\epsilon L} \mu_n \dots\dots\dots \mathbf{II-51}$

Lorsque le champ électrique est élevé ($E > E_0$), la mobilité est suivant la loi de l'expression (II-2) et le courant de pincement s'écrit :

$$I_{ps} = \frac{(qN_d)^2 Z \cdot a^3}{2\epsilon L} \cdot \frac{\mu_n}{\left[1 + \left(\frac{E - E_0}{E_c}\right)^2\right]^{1/2}} \quad \dots\dots\dots \text{II-52}$$

II.3.4.2 Détermination de l'expression du courant selon les différents régimes de fonctionnement

En tenant compte de la Loi de mobilité, la variation du courant de drain en fonction des deux tensions de polarisation se réécrit différemment, selon le régime de fonctionnement du transistor et qui dépend essentiellement de la valeur de la tension de drain V_d . Ces régimes sont :

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

Dans ce qui suit, nous allons à partir de l'équation (II-48), déterminer les équations correspondantes aux deux régimes :

➤ Régime linéaire

Ce régime correspond au domaine des champs faibles ou la mobilité $\mu = \mu_n$

$$I_d = I_{pL} \left[\frac{V_d}{V_p} - \frac{2}{3} \left(\frac{V_d + V_{bi} - V_g - \phi_d}{V_p} \right)^{\frac{3}{2}} + \frac{2}{3} \left(\frac{V_{bi} - V_g - \phi_s}{V_p} \right)^{\frac{3}{2}} \right] \quad \dots\dots\dots \text{II-53}$$

Lorsque $V_g = V_{bi} - V_p$, $I_d = 0$ quelle que soit la valeur de V_d , la tension de grille correspondante est appelé **la tension de seuil** V_T .

➤ Régime de saturation

Ce régime se manifeste à partir d'une certaine valeur de la tension de drain (V_{dsat}), elle est évaluée en posant ($W_d = a$) dans l'expression **II-48** :

$$V_d = V_{dsat} = V_p - V_{bi} + V_g + \phi_d \quad \dots\dots\dots \text{II-54}$$

Le courant dans ce cas s'écrit :

$$I_{dsat} = I_{ps} \left[\frac{1}{3} - \left(\frac{V_{bi} - V_g - \phi_s}{V_p} \right) + \frac{2}{3} \left(\frac{V_{bi} - V_g - \phi_s}{V_p} \right)^{\frac{3}{2}} \right] \quad \dots\dots\dots \text{II-55}$$

II.3.5 Transconductance et conductance de drain [7] [16].

L'expression de I_d permet de calculer les deux paramètres fondamentaux du transistor qui sont la transconductance g_m , et la conductance du canal appelée plus communément conductance de drain g_d .

La transconductance est l'expression du mécanisme de commande d'un transistor : elle représente la variation du courant dans le canal modulé par la tension de grille, à tension drain source constante.

La transconductance est donnée par :

$$g_m = \frac{\partial I_d}{\partial V_g} \quad / \quad V_d = \text{cans tan te} \quad \dots\dots\dots \mathbf{II-56}$$

Dans la région linéaire, g_m est obtenue à partir de l'équation (**II-53**) :

$$g_m = \frac{I_{pL}}{V_p} \left(1 + \frac{\partial \phi_d}{\partial V_g} \right) \left[\left(\frac{V_d + V_{bi} - V_g - \phi_d}{V_p} \right)^{1/2} - \left(\frac{V_{bi} - V_g - \phi_s}{V_p} \right)^{1/2} \right] \quad \dots\dots\dots \mathbf{II-57}$$

Dans la région de saturation une dérivation de l'équation (**II-55**) :

$$g_{m_s} = \frac{I_{ps}}{V_p} \left(1 + \frac{\partial \phi_s}{\partial V_g} \right) \left[1 - \left(\frac{V_{bi} - V_g - \phi_s}{V_p} \right)^{1/2} \right] \quad \dots\dots\dots \mathbf{II-58}$$

$$\text{Avec : } \frac{\partial \phi_d}{\partial V_g} = \frac{-aE_s}{2} \left[\frac{\sinh(kL)}{\cosh(kL)-1} \right] \frac{1}{\sqrt{V_p(V_d + V_{bi} - V_g)}} \cos \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{V_d + V_{bi} - V_g}{V_p}} \right) \quad \dots\dots\dots \mathbf{II-59}$$

$$\text{Et : } \frac{\partial \phi_s}{\partial V_g} = \frac{-aE_s}{2} \left[\frac{\sinh(kL)}{\cosh(kL)-1} \right] \frac{1}{\sqrt{V_p(V_{bi} - V_g)}} \cos \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{V_{bi} - V_g}{V_p}} \right) \quad \dots\dots\dots \mathbf{II-60}$$

La conductance reproduit la variation du courant de drain en fonction de la variation de la tension V_d à polarisation de grille constante. Cet indicateur de la saturation du courant de drain s'exprime en fonction de l'inverse de la résistance drain source (R_{ds})

Son expression est donnée par :

$$g_d = \frac{1}{R_{ds}} = \frac{\partial I_d}{\partial V_d} \quad \text{à } V_g = \text{cans tan te} \quad \dots\dots\dots \mathbf{II-61}$$

De l'équation (**II-51**) on trouve l'équation de la conductance dans la région linéaire :

$$g_d = \frac{I_{pL}}{V_p} \left[1 - \left(1 - \frac{\partial \phi_d}{\partial V_d} \right) \left(\frac{V_d + V_{bi} - V_g - \phi_d}{V_p} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad \dots\dots\dots \mathbf{II-62}$$

$$\text{Avec : } \frac{\partial \phi_d}{\partial V_d} = \frac{aE_s}{2} \left[\frac{\sinh(kL)}{\cosh(kL)-1} \right] \frac{1}{\sqrt{V_p(V_d + V_{bi} - V_g)}} \cos \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{V_d + V_{bi} - V_g}{V_p}} \right) \quad \dots\dots\dots \mathbf{II-63}$$

La conductance du canal dans le régime de saturation est parfaitement nulle, et le courant I_{dsat} ne dépend pas de la tension de drain V_d .

$$g_d = 0 \quad \dots\dots\dots \mathbf{II-64}$$

II.3.6 Capacité grille-canal [51]

Dans le cas des composants à effet de champ, l'électrode de commande (grille), est isolée du canal par une zone de charge d'espace. Il est donc naturel de définir entre le canal et la grille de commande une capacité « C » qui vérifie l'expression :

$$C = \frac{\partial Q}{\partial V} \quad \dots\dots\dots \text{II-65}$$

Avec ' V ' la tension aux bornes de la zone de charge d'espace et ' Q ' la charge stockée dans la zone de charge d'espace, donnée simplement comme suit:

$$Q = q \cdot N_d \cdot Z \cdot S \quad \dots\dots\dots \text{II-66}$$

Où : ' S ' est la surface de la coupe longitudinale de la zone de charge d'espace.

Un modèle approché consiste à remplacer la capacité grille-canal par deux capacités grille-source « C_{gs} » et grille-drain « C_{gd} » et qui sont définis respectivement comme étant le résultat des variations de la charge d'espace par rapport à la tension de grille, lorsque la tension de drain est constante et par rapport à la tension de drain quand la tension de grille est constante [52].

Dans cette étape de modélisation physique, nous allons proposer un modèle de calcul des capacités intrinsèques à partir des équations établies précédemment. Ce modèle est basé sur des distributions simplifiées des charges stockées dans la zone de charge d'espace. Dans ce qui suit, nous calculons les équations qui décrivent la caractéristique capacité – tension « $C-V$ » dans les différents régimes de fonctionnement.

Pour trouver les différentes expressions des caractéristiques « $C-V$ », nous utilisons les hypothèses suivantes :

- On considère une structure à dopage homogène caractérisée par une densité de donneurs « N_d » constante dans tous les régimes de fonctionnement.
- On utilise quelques approximations afin de résoudre les équations différentielles et d'obtenir des expressions simples.
- Dans la région contrôlée par la grille, on considère l'hypothèse du canal graduel.

II.3.6.1 Détermination de la charge stockée dans la zone de charge d'espace

Pour déterminer les capacités « C_{gs} » et « C_{gd} », nous devons tout d'abord déterminer les expressions de la charge stockée dans les différentes régions de la zone de charge d'espace, aux différents régimes de fonctionnement.

➤ **Régime linéaire**

pour ce régime, la zone de charge d'espace est divisée en trois régions comme indiqué sur la figure II-7.[36] :

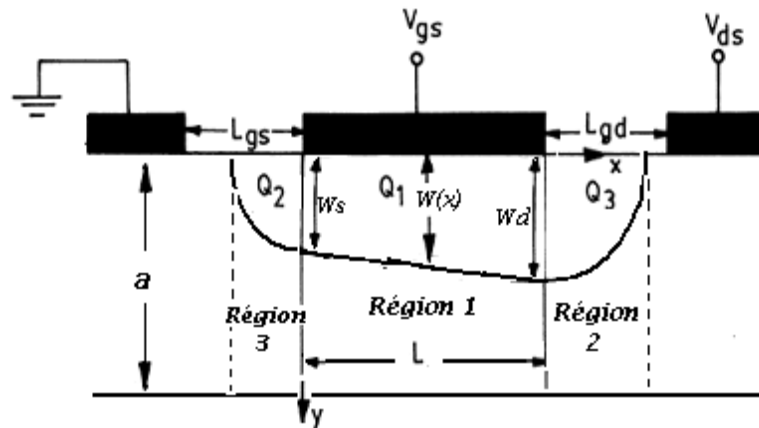


Figure II-7: Répartition de la région de déplétion dans le régime linéaire. [51] [54].

Région I: C'est la partie de la zone de charge d'espace située directement sous la grille, sa surface 'S1' est déterminée par l'intégration de la largeur de la zone de charge d'espace $W(x)$ (équation II-36) sur toute la longueur de la grille 'L'.

$$S_1 = \int_0^L W(x).dx = L \cdot \left(\frac{w_s + w_d}{2} \right) \dots\dots\dots \text{II-67}$$

' W_s ' et ' W_d ' sont respectivement les extensions de la zone de charge d'espace coté source et coté drain donnée par les équations (II-37) et (II-38).

La charge intrinsèque ' Q_{int} ' emmagasinée dans cette région :

$$Q_{int} = Q_1 = q \cdot N_d \cdot Z \cdot L \cdot \left(\frac{w_s + w_d}{2} \right) \dots\dots\dots \text{II-68}$$

Régions 2 et 3 : Représentent le débordement de la zone de charge d'espace sur les bords de la grille, les surfaces 'S1' et 'S2' de ces deux régions sont des portions de disque de rayon « W_s » coté source et « W_d » coté drain et sont calculées par :

$$S_2 = \frac{1}{2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} W_s^2 \cdot d\theta = \frac{\pi}{4} \cdot w_s^2 \dots\dots\dots \text{II-69}$$

$$S_3 = \frac{1}{2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} W_d^2 \cdot d\vartheta = \frac{\pi}{4} \cdot w_d^2 \quad \dots\dots\dots \text{II-70}$$

La charge latérale ‘ Q_l ’ emmagasinée dans ces régions de débordement est la somme des charges coté source ‘ Q_2 ’ et coté drain ‘ Q_3 ’ :

$$Q_l = Q_2 + Q_3 = \frac{q \cdot N_d \cdot Z \cdot \pi}{4} \cdot w_s^2 + \frac{q \cdot N_d \cdot Z \cdot \pi}{4} \cdot w_d^2 \quad \dots\dots\dots \text{II-71}$$

$$Q_l = \frac{q \cdot N_d \cdot Z \cdot \pi}{4} (w_s^2 + w_d^2) \quad \dots\dots\dots \text{II-72}$$

➤ **Régime saturé**

Dans le régime de saturation, la zone de charge d’espace est divisée en cinq régions comme le montre la figure II-8

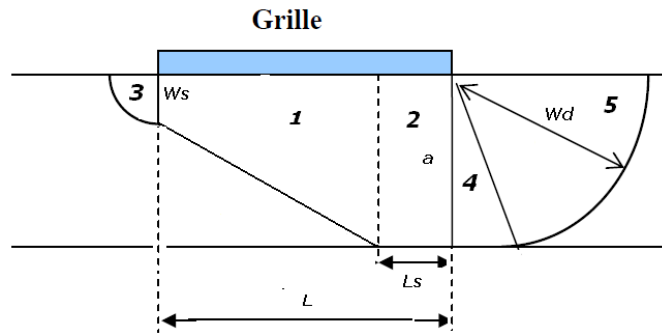


Figure II-8: Répartition de la région de déplétion dans le régime saturé.

La zone intrinsèque est divisée dans deux parties :

Région 1 : Pour la quelle l'approximation du canal graduelle reste toujours valide et sa surface est donnée par :

$$S_1 = (L - L_s) \left(\frac{w_s + a}{2} \right) \quad \dots\dots\dots \text{II-73}$$

Avec: ‘ L_s ’ la longueur de la partie constante. Son expression est donnée par la relation suivante [52]:

$$L_s(V_d, V_g) = \frac{2 \cdot a}{\pi} \cdot \sinh^{-1} \left[\frac{\pi \cdot K_d}{2 \cdot a \cdot E_s} (V_d - V_c) \right] \quad \dots\dots\dots \text{II-74}$$

V_c : est la chute de tension entre l'origine et le début de la région de la saturation, c-à-d. avec $x = L - L_s$. Son expression est comme suit [30]:

$$V_c(V_g) = \frac{(V_g - V_T) E_s \cdot L}{E_s \cdot L + V_g - V_T} \quad \dots\dots\dots \text{II-75}$$

K_d : est le paramètre du domaine, pour une structure auto-alignée $K_d \approx 1$ [40],

E_s : est le champ électrique longitudinal pour le quel les électrons atteignent leur vitesse limite.

Région 2 : Pour cette deuxième partie, la largeur de la zone de charge d'espace est constante sur une partie ' L_s ' de la longueur de la grille. La surface de cette région est :

$$S_2 = L_s \cdot a \quad \dots\dots\dots \text{II-76}$$

Région 3 : du côté de la source, c'est une portion de cercle de rayon « W_s ». L'expression (II-71) reste toujours valable pour calculer la surface de cette région.

$$S_3 = \frac{\pi}{4} \cdot W_s^2 \quad \dots\dots\dots \text{II-77}$$

La région côté drain, est une somme de deux parties, une portion de cercle « région 5 » de rayon « W_d » et une triangle rectangulaire « région 4 » [voir la figure II-8]. La surface de cette région est donnée par la somme de S_4 et S_5 exprimées comme suit :

$$S_4 = \frac{1}{2} \cdot a \cdot \sqrt{W_d^2 - a^2} \quad \dots\dots\dots \text{II-78}$$

$$S_5 = \frac{1}{2} \cdot W_d^2 \cdot \sin^{-1} \left(\frac{a}{W_d} \right) \quad \dots\dots\dots \text{II-79}$$

A partir de ces expressions la charge intrinsèque pour ce régime est donnée par :

$$Q'_{\text{int}} = q \cdot N_d \cdot Z \cdot (S_1 + S_2) \quad \dots\dots\dots \text{II-80}$$

$$Q'_{\text{int}} = q \cdot N_d \cdot Z \cdot \left((L - L_s) \frac{W_s + a}{2} + a \cdot L_s \right) \quad \dots\dots\dots \text{II-81}$$

Et la charge latérale des régions de débordement est :

$$Q'_l = q \cdot N_d \cdot Z \cdot (S_3 + S_4 + S_5) \quad \dots\dots\dots \text{II-82}$$

$$Q'_l = q \cdot N_d \cdot Z \cdot \left[\frac{\pi}{4} W_s^2 + \frac{a}{2} \sqrt{W_d^2 - a^2} + \frac{W_d^2}{2} \sin^{-1} \left(\frac{a}{W_d} \right) \right] \quad \dots\dots\dots \text{II-83}$$

II.3.6.2 Détermination des capacités

Dans le paragraphe suivant, nous allons déterminer les expressions analytiques de ces capacités dans les différents régimes de fonctionnement du transistor, en prenant en considération les expressions de la charge établies précédemment.

a- La capacité grille - source:

L'expression générale de la capacité « C_{gs} » est donnée par l'équation (II-84) [53].:

$$C_{gs} = \left. \frac{\partial Q_{int}}{\partial V_g} \right|_{V_d=constante} + \left. \frac{\partial Q_l}{\partial V_g} \right|_{V_d=constante} \dots\dots\dots \text{II-84}$$

- Le premier terme est la capacité intrinsèque C_{gsint}
- Le deuxième représente la capacité grille-source latérale C_{gsl}

➤ Régime linéaire

Les expressions (**II-68**) de la charge intrinsèque et celle de la charge latérale (**II-72**) sont utilisées pour le calcul des deux capacités comme suit :

Capacité intrinsèque :

$$C_{gs(int)} = \left. \frac{\partial Q_{int}}{\partial V_g} \right|_{V_d=cst} = \frac{q.N_d.Z.L}{2} \left(\left. \frac{\partial w_s}{\partial V_g} \right|_{V_d=cst} + \left. \frac{\partial w_d}{\partial V_g} \right|_{V_d=cst} \right) \dots\dots\dots \text{II-85}$$

Avec :

$$\left. \frac{\partial w_s}{\partial V_g} \right|_{V_d=cst} = \frac{-a^2}{2V_p} \left(1 + \frac{\partial \phi_s}{\partial V_g} \right) \left(\frac{1}{w_s} \right) \dots\dots\dots \text{II-86}$$

$$\left. \frac{\partial w_d}{\partial V_g} \right|_{V_d=cst} = \frac{-a^2}{2V_p} \left(1 + \frac{\partial \phi_d}{\partial V_g} \right) \left(\frac{1}{w_d} \right) \dots\dots\dots \text{II-87}$$

$$C_{gs(int)} = \frac{Z.\varepsilon.L}{2} \left(1 + \frac{\partial \phi_s}{\partial V_g} \right) \left(\frac{1}{w_s} + \frac{1}{w_d} \right) \dots\dots\dots \text{II-88}$$

Capacité latérale :

$$C_{gsl} = \left. \frac{\partial Q_l}{\partial V_g} \right|_{V_d=cst} = \frac{q.N_d.Z.\pi}{2} \left(w_s \left. \frac{\partial w_s}{\partial V_g} \right|_{V_d=cst} + w_d \left. \frac{\partial w_d}{\partial V_g} \right|_{V_d=cst} \right) \dots\dots\dots \text{II-89}$$

$$C_{gsl} = Z.\varepsilon.\pi \left(1 + \frac{\partial \phi_s}{\partial V_g} \right) \dots\dots\dots \text{II-90}$$

L'expression générale de la capacité « C_{gs} » dans le régime linéaire devient comme suit :

$$C_{gs} = C_{gsint} + C_{gsl} = Z.\varepsilon \left(1 + \frac{\partial \phi_s}{\partial V_g} \right) \left[\frac{L}{2} \left(\frac{1}{w_s} + \frac{1}{w_d} \right) + \pi \right] \dots\dots\dots \text{II-91}$$

➤ **Régime de saturation :**

Les expressions (II-81) de la charge intrinsèque et celle de la charge latérale (II-83) sont utilisées pour le calcul des deux capacités comme suit :

Capacité intrinsèque :

$$C'_{gs(int)} = \left. \frac{\partial Q'_{int}}{\partial V_g} \right|_{V_d=cst} = \frac{q \cdot N_d \cdot Z}{2} \cdot \left(\left. \frac{\partial}{\partial V_g} \left[(L - L_s) \left(\frac{W_s + a}{2} \right) \right] \right|_{V_d=cst} + \frac{2a}{\pi} \cdot \left. \frac{\partial}{\partial V_g} \left\{ \sinh^{-1} \left[\frac{\pi \cdot K_d}{2a \cdot E_s} (V_d - V_c) \right] \right\} \right|_{V_d=cst} \right) \dots \text{II-92}$$

$$C'_{gs(int)} = q \cdot N_d \cdot Z \cdot \left\{ \frac{a^2}{4V_p} \left[\frac{L - L_s}{W_s} + \frac{L + L_s}{a} \left(1 + \left(\frac{V_c}{V_g - V_T} \right)^2 \right) \right] + \frac{K_d (W_s - a)}{2E_s \sqrt{1 + b^2}} \left(\frac{V_c}{V_g - V_T} \right)^2 \right\} \dots \text{II-93}$$

$$b = \frac{\pi \cdot K_d (V_d - V_c)}{2a \cdot E_s} \dots \text{II-94}$$

Capacité latérale :

$$C'_{gsl} = \left. \frac{\partial Q'_l}{\partial V_g} \right|_{V_d=cst} = q \cdot N_d \cdot Z \cdot \left(\left. \frac{\pi}{4} \cdot w_s \cdot \frac{\partial w_s}{\partial V_g} \right|_{V_d=cst} + \frac{a}{2} \left(\frac{w_d}{\sqrt{W_d^2 - a^2}} \right) \left. \frac{\partial w_d}{\partial V_g} \right|_{V_d=cst} + \left. \frac{\partial}{\partial V_g} \left[\frac{W_d^2}{2} \cdot \sin^{-1} \left(\frac{a}{W_d} \right) \right] \right|_{V_d=cst} \right) \dots \text{II-95}$$

$$C'_{gsl} = q \cdot N_d \cdot Z \cdot \frac{a^2}{4V_p} \left\{ \pi + 2 \cdot \sqrt{\frac{W_d^2 - a^2}{a^2}} + 2 \cdot \sin^{-1} \left(\frac{a}{W_d} \right) + 2 \cdot \sqrt{\frac{W_d^2 - a^2}{a^2}} \cdot \left(\frac{V_c}{V_g - V_T} \right)^2 \right\} \dots \text{II-96}$$

L'expression générale de la capacité « **C_{gs}** » dans le régime saturé devient comme suit :

$$C'_{gs} = q \cdot N_d \cdot Z \cdot \left[\frac{a^2}{4V_p} \left\{ \pi + \frac{L - L_s}{W_s} + 2 \cdot \sin^{-1} \left(\frac{a}{W_d} \right) + \left(2 \cdot \sqrt{\frac{W_d^2 - a^2}{a^2}} + \frac{L + L_s}{a} \right) \left(1 + \left(\frac{V_c}{V_g - V_T} \right)^2 \right) \right\} + \frac{K_d (W_s - a)}{2E_s \sqrt{1 + b^2}} \right] \dots \text{II-97}$$

b- La capacité grille - drain:

L'expression générale de la capacité « **C_{gd}** » est donnée par l'équation (II-98) [52]. [2]. :

$$C_{gd} = \left. \frac{\partial Q_{int}}{\partial V_d} \right|_{V_s=constante} + \left. \frac{\partial Q_l}{\partial V_d} \right|_{V_s=constante} \dots \text{II-98}$$

- Le premier terme est la capacité intrinsèque grille-drain $C_{gd(int)}$,
- Le deuxième représente la capacité grille-dain latérale $C_{gd(l)}$,

➤ Régime linéaire

La capacité intrinsèque grille-drain est déterminée par l'expression :

$$C_{gd(int)} = \left. \frac{\partial Q_{int}}{\partial V_d} \right|_{V_g=cst} = \frac{q \cdot N_d \cdot Z \cdot L}{2} \left(\left. \frac{\partial w_s}{\partial V_d} \right|_{V_g=cst} + \left. \frac{\partial w_d}{\partial V_d} \right|_{V_g=cst} \right) \dots\dots\dots \mathbf{II-99}$$

Avec : $\left. \frac{\partial w_s}{\partial V_d} \right|_{V_g=cst} = 0 \dots\dots\dots \mathbf{II-100}$

$$\left. \frac{\partial w_d}{\partial V_d} \right|_{V_g=cst} = \frac{-a^2}{2V_p} \left(1 + \frac{\partial \phi_d}{\partial V_d} \right) \left(\frac{1}{w_d} \right) \dots\dots\dots \mathbf{II-101}$$

$$C_{gd(int)} = \frac{Z \cdot \varepsilon \cdot L}{2} \left(1 - \frac{\partial \phi_d}{\partial V_d} \right) \frac{1}{w_d} \dots\dots\dots \mathbf{II-102}$$

La capacité grille-dain latérale donnée par :

$$C_{gd(l)} = \left. \frac{\partial Q_l}{\partial V_d} \right|_{V_g=cst} = \frac{q \cdot N_d \cdot Z \cdot \pi}{2} \left(w_s \left. \frac{\partial w_s}{\partial V_d} \right|_{V_g=cst} + w_d \left. \frac{\partial w_d}{\partial V_d} \right|_{V_g=cst} \right) \dots\dots\dots \mathbf{II-103}$$

$$C_{gd(l)} = \frac{Z \cdot \varepsilon \cdot \pi}{2} \left(1 - \frac{\partial \phi_d}{\partial V_d} \right) \dots\dots\dots \mathbf{II-104}$$

L'expression générale de la capacité « **Cgd** » dans le régime linéaire devient comme suit :

$$C_{gd} = \frac{Z \cdot \varepsilon}{2} \left(1 - \frac{\partial \phi_d}{\partial V_d} \right) \left[\frac{L}{w_d} + \pi \right] \dots\dots\dots \mathbf{II-105}$$

➤ Régime de saturation :

Les expressions (II-81) de la charge intrinsèque et celle de la charge latérale II-85 sont utilisées pour le calcul des deux capacités comme suit :

Capacité intrinsèque :

$$C'_{gd(int)} = \left. \frac{\partial Q_{int}}{\partial V_d} \right|_{V_g=cst} = \frac{q.N_d.Z}{2} \left(\frac{\partial}{\partial V_d} \left[(L-L_s) \left(\frac{W_s+a}{2} \right) \right] \right)_{V_g=cst} + \frac{2a}{\pi} \cdot \frac{\partial}{\partial V_d} \left\{ \sinh^{-1} \left[\frac{\pi.K_d}{2a.E_s} (V_d-V_c) \right] \right\} \Big|_{V_g=cst} \quad \text{II-106}$$

$$C'_{gd(int)} = q.N_d.Z \cdot \frac{K_d(a-W_s)}{2E_s \sqrt{1+b^2}} \quad \dots\dots\dots \text{II-107}$$

Capacité latérale :

$$C'_{gdl} = \left. \frac{\partial Q'_l}{\partial V_d} \right|_{V_g=cst} = q.N_d.Z \cdot \left(\frac{\pi}{4} \cdot w_s \cdot \frac{\partial w_s}{\partial V_d} \Big|_{V_g=cst} + \frac{a}{2} \left(\frac{w_d}{\sqrt{W_d^2 - a^2}} \right) \frac{\partial w_d}{\partial V_d} \Big|_{V_g=cst} + \frac{\partial}{\partial V_d} \left[\frac{W_d^2}{2} \cdot \sin^{-1} \left(\frac{a}{W_d} \right) \right] \Big|_{V_g=cst} \right) \quad \dots\dots\dots \text{II-108}$$

$$C'_{gdl} = q.N_d.Z \cdot \frac{a^2}{2.V_p} \cdot \sin^{-1} \left(\frac{a}{W_d} \right) \quad \dots\dots\dots \text{II-109}$$

L'expression générale de la capacité « **Cgd** » dans le régime saturé devient comme suit :

$$C_{gd} = q.N_d.Z \cdot \left\{ \frac{K_d(a-W_s)}{2E_s \sqrt{1+b^2}} + \frac{a^2}{2.V_p} \cdot \sin^{-1} \left(\frac{a}{W_d} \right) \right\} \quad \dots\dots\dots \text{II-110}$$

II.3.7 Effets des résistances d'accès

Les caractéristiques que nous avons présentées sont celles des grandeurs internes ou intrinsèques (I_d, V_d, V_g). Pour obtenir les caractéristiques externes ou extrinsèques du composant (I_{ds}, V_{ds}, V_{gs}) il suffit de prendre en considération l'effet des résistances parasites d'accès de source R_s et de drain R_d , et aussi l'effet de la résistance Rp parallèle au canal sur les valeurs des tensions de polarisations . (figure II-9) [56]..

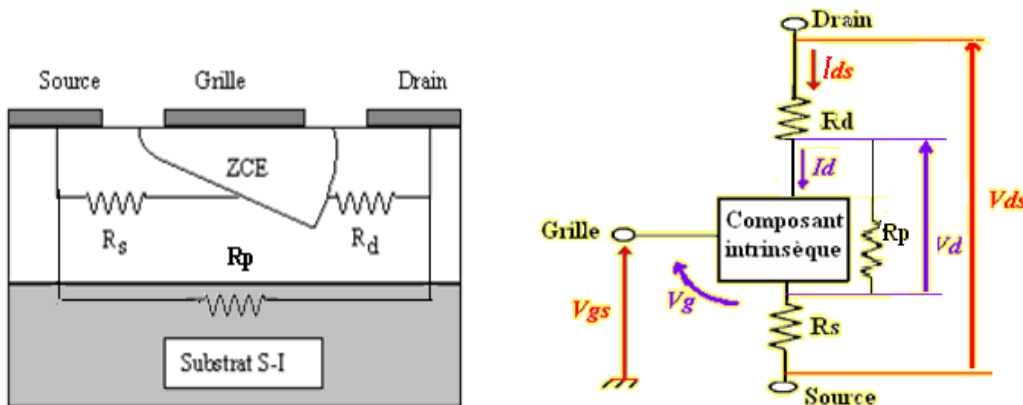


Figure II-9: Résistances parasites dans le MESFET GaAs.

Les résistances de source **Rs** et de drain **Rd** traduisent l'effet résistif des contacts ohmiques situées entre les électrodes externes de source ou de drain et la zone active du canal. Ces résistances sont de l'ordre de quelques ohms.

la résistance parasite **Rp** est la résistance parallèle avec le canal.[2], [45]. Elle est due essentiellement aux effets dispersifs de substrat. Elle est de l'ordre de quelques kilos ohms.

$$\begin{cases} I_d = I_{ds} - (V_d / R_p) \\ V_d = V_{ds} - (R_s + R_d)I_d \dots\dots\dots II-111 \\ V_g = V_{gs} - R_s I_d \end{cases}$$

En introduisant ces expressions dans les relations approchées donnant I_d et en supposant que les chutes de tension dans les zones d'accès sont faibles devant les tensions de commande on obtient facilement [54] les expressions donnant le courant de drain en fonction des tensions extérieures V_{ds} et V_{gs} ,

Les valeurs des résistances « **Rs** » et « **Rd** » sont obtenues à partir des expressions suivantes [39] :

$$R_s = \frac{L_{gs}}{q.N_d.\mu_n.Z.a} + R_{os} \dots\dots\dots II-112$$

$$R_d = \frac{L_{gd}}{q.N_d.\mu_n.Z.a} + R_{od} \dots\dots\dots II-113$$

Où : L_{gs} est la distance entre la grille et la source,

L_{gd} la distance entre la grille et le drain.

R_{os} est la résistance du contact ohmique de la source.

R_{od} est la résistance du contact ohmique de drain.

L'équation générale :

$$I_{ds}(V_{ds}, V_{gs}) = I_p \left[\frac{V_{ds} - (R_s + R_d)I_{ds}}{V_p} - \frac{2}{3} \left(\frac{V_{ds} + V_{bi} - V_{gs} - R_d I_{ds}}{V_p} \right)^{\frac{3}{2}} + \frac{2}{3} \left(\frac{V_{bi} - V_{gs} + R_s I_d}{V_p} \right)^{\frac{3}{2}} \right] \dots\dots\dots II-114$$

Régime linéaire :

$$I_{ds}(V_{sd}, V_{gs}) = \frac{I_{pL}}{V_p} \left\{ 1 - \sqrt{\frac{V_{bi} - v_{gs} + R_s I_{ds}}{V_p}} \right\} \{ V_{ds} - (R_s + R_d)I_{ds} \} \dots\dots\dots II-115$$

Régime saturé :

$$I_{dsat} = I_{ps} \left[\frac{1}{3} - \left(\frac{V_{bi} - V_{gs} + R_s I_{ds}}{V_p} \right) + \frac{2}{3} \left(\frac{V_{bi} - V_{gs} + R_s I_{ds}}{V_p} \right)^{\frac{3}{2}} \right] \dots\dots\dots II-116$$

II.3.8 Les effets thermiques.

La température de fonctionnement d'un transistor de puissance RF ou miro-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 conséquent une diminution du courant de drain I_{ds} . L'équation (II.117) donne la loi de variation classique de la mobilité des électrons en fonction de la température pour l'Arséniure de Gallium.

$$\mu_{[T]} = \mu_{[T_0]} \cdot \left(\frac{T_0}{T} \right)^s \quad [41] \quad \dots\dots\dots \text{II-117}$$

Le paramètre $s = 0.5 \pm 0.1$ pour un MESFET GaAs.

La vitesse de saturation varie avec la température comme :

$$v_s = \frac{2.410^5}{1 + \exp(T/600)} \text{ m/s} \quad \dots\dots\dots \text{II-118}$$

Selon **Conger** la dépendance de la tension de seuil peut être approximativement donnée par :

$$V_{th} = V_{th}(300^\circ K) - \alpha_{vT} T \quad \dots\dots\dots \text{II-119}$$

La valeur de α_{vT} est de l'ordre de 1.2mV/°C.

Aussi la tension de diffusion de la jonction « V_{bi} » varie avec la température comme suit :

$$V_{bi} = V_{bi}(300^\circ K) \left(\frac{T}{T_0} \right) \quad \dots\dots\dots \text{II-120}$$

II.4 PERFORMANCES D'UN COMPOSANT A EFFET DE CHAMP [24]

II.4.1 Temps de transit (t_t)

Dans un dispositif parfait, c'est-à-dire dans lequel l'accès à la zone active n'est limité par aucune résistance, le temps de transit « t_t », des porteurs à travers cette zone est également le délai séparant les instants d'entrée et de sortie du signal, Le paramètre « t_t », et la fréquence dite de transition qui lui est associée sont considérés comme caractéristiques du dispositif intrinsèque avec :

$$f_t = \frac{1}{2\pi t_t} \quad \dots\dots\dots \text{II-121}$$

II.4.2 Fréquence de coupure ou de transition (ft) [37]

Une des figures de mérite les plus couramment utilisées est celle de la fréquence de transition f_t d'un transistor. Elle est déterminée comme étant la fréquence à laquelle le gain en courant en court-circuit du composant est égal à l'unité. Elle reflète les performances dynamiques du transistor en régime de fonctionnement petit-signal et permet d'estimer la gamme de fréquence dans laquelle le dispositif peut être utilisé (utilisation envisageable jusqu'à des fréquences de l'ordre de $f_t/10$, voire $f_t/5$ en étant moins conservateur à $f_t/3$).

La fréquence de transition peut être calculée analytiquement à partir des paramètres électriques du transistor MESFET, son expression est donnée dans [2,58], pour laquelle f_t est une fonction de la transconductance (g_m) et des capacités Grille-Source (C_{gs}) et Grille-Drain (C_{gd}) :

$$f_t = \frac{g_m}{2 \cdot \pi (C_{gs} + C_{gd})} \quad \dots\dots\dots \text{II-122}$$

Un dispositif réel comporte toujours des zones d'accès dont le caractère résistif associé à la capacité d'entrée et aux capacités parasites introduit un délai inertiel qui cette fois limite les performances en fréquences.

$$f_t = \frac{g_m}{2 \cdot \pi [(C_{gs} + C_{gd})(1 + g_d(R_s + R_d)) + C_{gd}g_m(R_s + R_d)]} \quad \dots\dots\dots \text{II-123}$$

L'expression de fréquence de transition peut être aussi exprimée en fonction de la longueur de grille et de la tension maximale que l'on peut faire régner entre source et drain [2] :

$$f_t = \frac{\mu_n V_{dsmax}}{L^2} \quad \dots\dots\dots \text{II-124}$$

D'une manière générale les performances du transistor à effet de champ vont se trouver dominées par la mobilité initiale μ_n , et le terme $1/L^2$. La mobilité initiale (ou en champ faible) μ_n des électrons est limitée par les impuretés de dopage dans le cas du MESFET GaAs (μ_n varie entre 4500 et 5000 $\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$). On gagne donc en rapidité et en transconductance en réduisant la longueur du canal.

II.4.3 Fréquence maximale (fmax)

Il existe plusieurs définitions analytiques de f_{max} directement reliées à un schéma équivalent spécifique du transistor, elle nous renseigne sur la fréquence maximale de fonctionnement du

transistor pour la quelle le gain en puissance vaut l'unité. Cette fréquence est donnée par l'expression la plus précise proposée dans la littérature [43] :

$$f_{max} = \frac{f_t}{2 \cdot \sqrt{R_g (g_d + 2\pi f_t \cdot C_{gd})}} \dots\dots\dots \text{II- 125}$$

Avec R_g : La résistance associée à la métallisation de grille

Cette résistance de grille R_g a été pour longtemps identifiée comme paramètre parasite qui dégrade la fréquence maximale d'oscillation il est alors important de la diminuer pour améliorer les performances micro-ondes et de commutation des Mesfets.

II.5 COMPARAISON AVEC D'AUTRES MODELES ANALYTIQUES DU MESFET-GaAs

Parmi les modèles développés par différents auteurs [38] pour décrire le fonctionnement et les caractéristiques des transistors à effet de champ et qui reposent sur des équations analytiques pour la simulation du courant $I_{ds}=f(V_{gs}, V_{ds})$. Et à titre de comparaison nous avons choisi deux modèles , Materka et Ahmed .[39]; qui reposent sur les expressions figurant ci_ après pour chaque modèle .

II.5.1 Modèle de Materka (1983) [10]

La source de courant I_{ds} contrôlée par les tensions (V_{gs}, V_{ds}) est décrite par la formule (II-126) [40]

$$I_{ds} = I_{dss} \left[1 - \frac{V_{gs}}{V_T + \gamma V_{ds}} \right]^2 \times \tanh \left(\frac{\alpha V_{ds}}{V_{gs} - V_T - \gamma V_{ds}} \right) \dots\dots\dots \text{II-126}$$

Où: I_{dss} , V_T , α et γ sont des paramètres du modèle.

(α), décrit la transition de la région linéaire à la région de saturation.

(γ), est utilisé pour simuler un déplacement efficace de la tension de seuil en fonction de V_{ds} .

La transconductance et la conductance de sortie sont formulées ci-dessous:

$$g_m = 2 I_{ds} \left[\frac{\sinh \left(\frac{2 \alpha V_{ds}}{V_{gs} - V_T - \gamma V_{ds}} \right) - 1}{(V_{gs} - V_T - \gamma V_{ds}) \sinh \left(\frac{2 \alpha V_{ds}}{V_{gs} - V_T - \gamma V_{ds}} \right)} \right] \dots\dots\dots \text{II-127}$$

$$g_d = 2 I_{ds} \left[\left(1 + \frac{1}{V_{gs} - V_T - \gamma V_{ds}} \right) + \frac{\gamma V_{gs}}{(V_T + \gamma V_{ds})(V_{gs} - V_T - \gamma V_{ds})} \right] \dots\dots\dots \text{II-128}$$

II.5.2 Model de Ahmed (1997) [42]

Le modèle Kacprzak-Materka, qui simule les caractéristiques $I-V$ des composants hyperfréquence, a été modifié par Ahmed pour prédire le comportement des dispositifs submicroniques. Dans cette variante le concept d'un changement dans la tension de seuil a été introduit.

$$I_{ds} = I_{dss} \left[1 - \frac{V_{gs}}{V_T + \Delta V_T + \gamma V_{ds}} \right]^2 \times \tanh(1 + \lambda V_{ds}) \quad \dots\dots\dots II-129$$

$$\text{Avec: } \Delta V_T = \frac{4a}{3L_g} V_T \quad \dots\dots\dots II-130$$

$$gm = \frac{2(A-1)I_{ds}}{AV_{gs}} \quad \text{avec: } A = 1 - \frac{V_{gs}}{V_T + \Delta V_T + \gamma V_{ds}} \quad \dots\dots\dots II-131$$

$$gd = \frac{\lambda I_{ds}}{1 + \lambda V_{ds}} + 2I_{ds} \left[\frac{\gamma(A-1)^2}{AV_{gs}} \right] + \frac{\alpha}{\sinh(2\alpha V_{ds})} \quad \dots\dots\dots II-132$$

II.6 CONCLUSION

Nous avons établi l'ensemble des relations qui décrivent les phénomènes physiques régissant le comportement du transistor MESFET GaAs. Le système d'équation générale régissant le comportement de la zone active est établi. Les techniques mathématiques d'analyse de la répartition du potentiel et du courant ont été développées. Ensuite les expressions de la transconductance, de la conductance de drain et de la capacité de grille sont déterminées en fonction des tensions de polarisations, Ces relations ont permet de reconnaître l'influence des paramètres physiques et des paramètres géométriques sur le comportement électrique du composant.

Aussi Les effets thermiques indésirables venant diminués les performances des MESFETs sont décrits par des expressions donnant en particulier la mobilité et la vitesse des électrons en fonction de la température.

La modélisation physiques permet en particulier de calculer le courant de drain et la charge stockée sous la grille en fonction des tensions de polarisation continues appliquées au transistor, A partir de ces modules, il est possible d'établir les expressions relatives à la conductance de sortie gd, la transconductance gm, les capacités Cgs et Cgd .Ces modules sont très utiles pour étudier

l'influence des paramètres technologiques (niveaux de dopage, épaisseurs des couches), des matériaux utilisés et des types de structures sur les performances et les caractéristiques du composant. Cependant, les modules classiques ne permettent pas une description correcte et suffisante du comportement du composant en hyperfréquence sans une prise en compte de nombreux phénomènes physiques tels que le piégeage d'électrons dans le substrat, les propriétés de surface, la survitesse...

Chapitre 3

RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATION

DES PHENOMENES

III.1 INTRODUCTION

Tout au long de ce chapitre, la simulation sera pour nous un outil essentiel qui nous permettra d'obtenir des valeurs difficilement accessibles autrement (caractéristiques quasi-statiques et dynamiques par exemple), et de faire varier aisément les paramètres technologiques tels que longueur de grille, épaisseur et dopage du canal, selon le modèle présenté dans le chapitre II. Ainsi cela nous apportera une meilleure compréhension du fonctionnement du composant pour les différents régimes en s'appuyant sur l'évaluation des éléments électriques (conductance, transconductance, capacité de grille) qui nous permettra une description du comportement du composant en hyperfréquence.

Cependant pour réaliser des simulations fiables et représentatives, les modèles des semi-conducteurs ne sont pas suffisants : il est essentiel de prendre en compte les éléments parasites (résistances et capacités parasites notamment) qui peuvent avoir une influence importante sur les caractéristiques et performances du transistor.

III.2 SIMULATION

Le logiciel de simulation est réalisé en langage **Matlab version 7**, à partir des expressions établies dans les chapitres précédents. Il permet la résolution du système d'équations et d'utiliser les résultats pour tracer les différentes courbes. Avec ce logiciel nous pouvons déterminer :

- Les caractéristiques courant- tension (***I-V***) dans les différents régimes de fonctionnement.
- La vitesse et la mobilité des électrons en fonction du dopage et du champ électrique.
- L'effet de la loi de mobilité sur les caractéristiques ***I-V***

- La variation de l'épaisseur de la zone de charge d'espace en fonction de la polarisation.
- La conductance et la transconductance
- L'effet de l'analyse bidimensionnelle sur les caractéristiques du transistor.
- L'effet des paramètres géométriques et technologiques (L , a , Z , Nd) sur les caractéristiques I-V du transistor.
- L'effet des résistances parasites sur les caractéristiques du transistor.
- L'effet de la température sur la vitesse et la mobilité des électrons.
- L'effet de la température sur les caractéristiques $I-V$.
- Les capacités grille-source C_{gs} et grille-grain C_{gd} .
- La capacité totale de grille C_{gT}
- La fréquence de coupure.
- La Fréquence maximale d'oscillation
- Influence des paramètres g_m , g_d , C_{gs} et C_{gd} sur les fréquences f_t et f_{max}
- Influence de la longueur de grille sur les paramètres g_m , C_{gs} et les fréquences f_t et f_{max}

III.2.1 Courant drain-source

Le réseau de caractéristiques $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$ permet de vérifier les potentialités du composant ainsi que l'effet transistor qui consiste en la modulation de la densité de porteurs dans le canal grâce à la modulation de la tension de grille

Le calcul numérique du courant de drain en fonction des tensions de polarisations fait appel aux expressions (II-50), (II-51), (II-52), (II-53), (II-54) et (II-55) établies précédemment. L'algorithme de calcul est schématisé sur la figure (III-1).

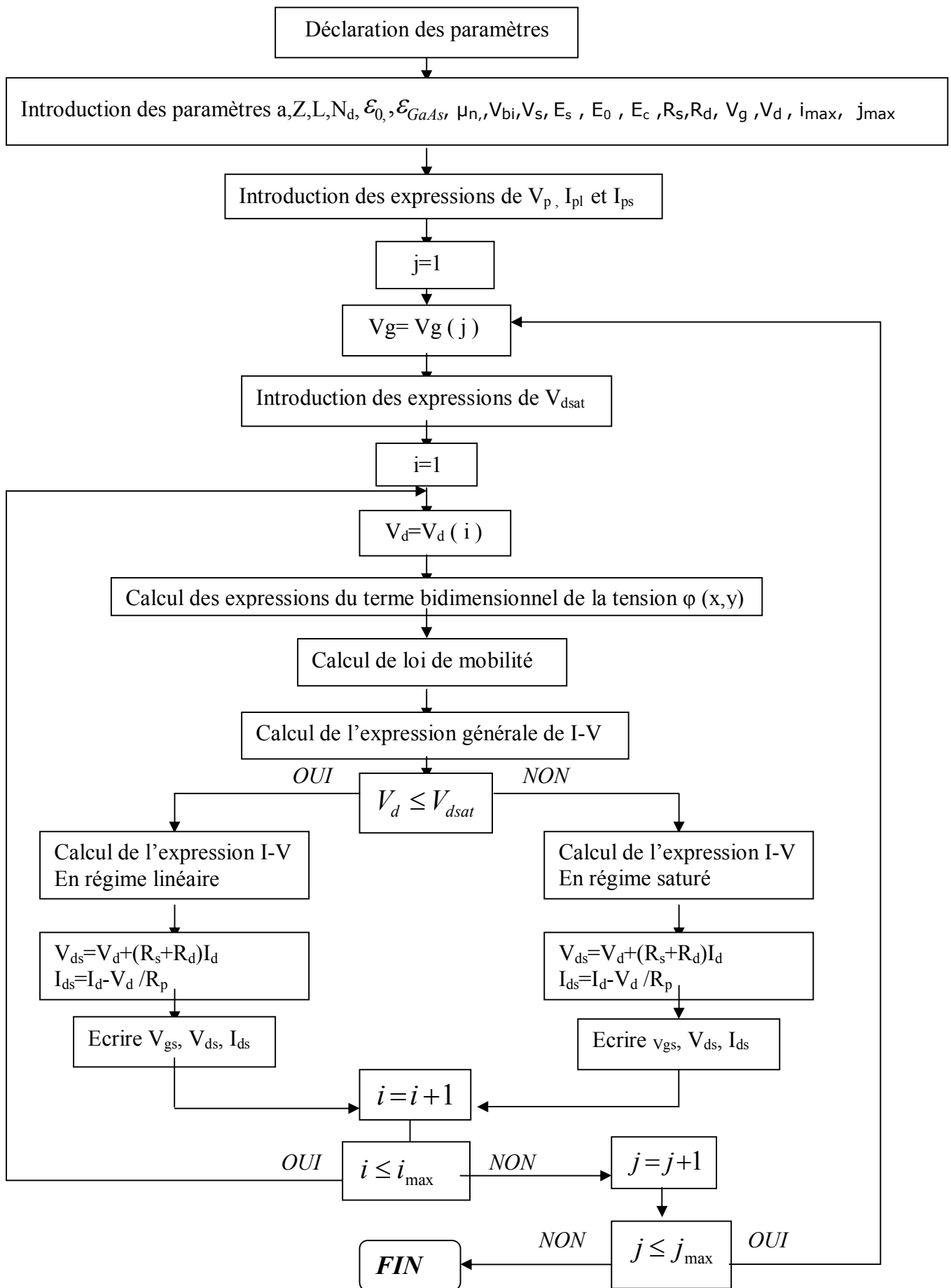


Figure III-1: Organigramme de calcul des caractéristiques I-V.

Sur les figures (III-2) et (III-3) nous avons présenté les caractéristiques I-V dans le cas de la mobilité constante (expression II-1) pour deux échantillons de transistors : MESFET1 (Longueur de grille $L = 1 \mu\text{m}$) et MESFET2 (Longueur de grille $L = 0.5 \mu\text{m}$) .

Le tableau suivant regroupe les paramètres des transistors utilisés.

Transistor	L (μm)	a (μm)	Z (μm)	$N_d (\text{cm}^{-3})$	$\mu_0 (\text{cm}^2/\text{V.s})$	Es (V/cm)	Rs (Ω)	Rd (Ω)	Rp (Ω)
MESFET 1	1	0.153	100	$1.17 \cdot 10^{17}$	8000	$1.07 \cdot 10^4$	7.2	6.5	3000
MESFET 2	0.5	0.144	100	$1.31 \cdot 10^{17}$	8000	$1.08 \cdot 10^4$	6.5	6.0	1500
MESFET3	1	0.153	300	$1.17 \cdot 10^{17}$	8000				

Tableau III-1: Paramètres géométriques et technologiques des transistors MESFET1, MESFET2 et MESFET3

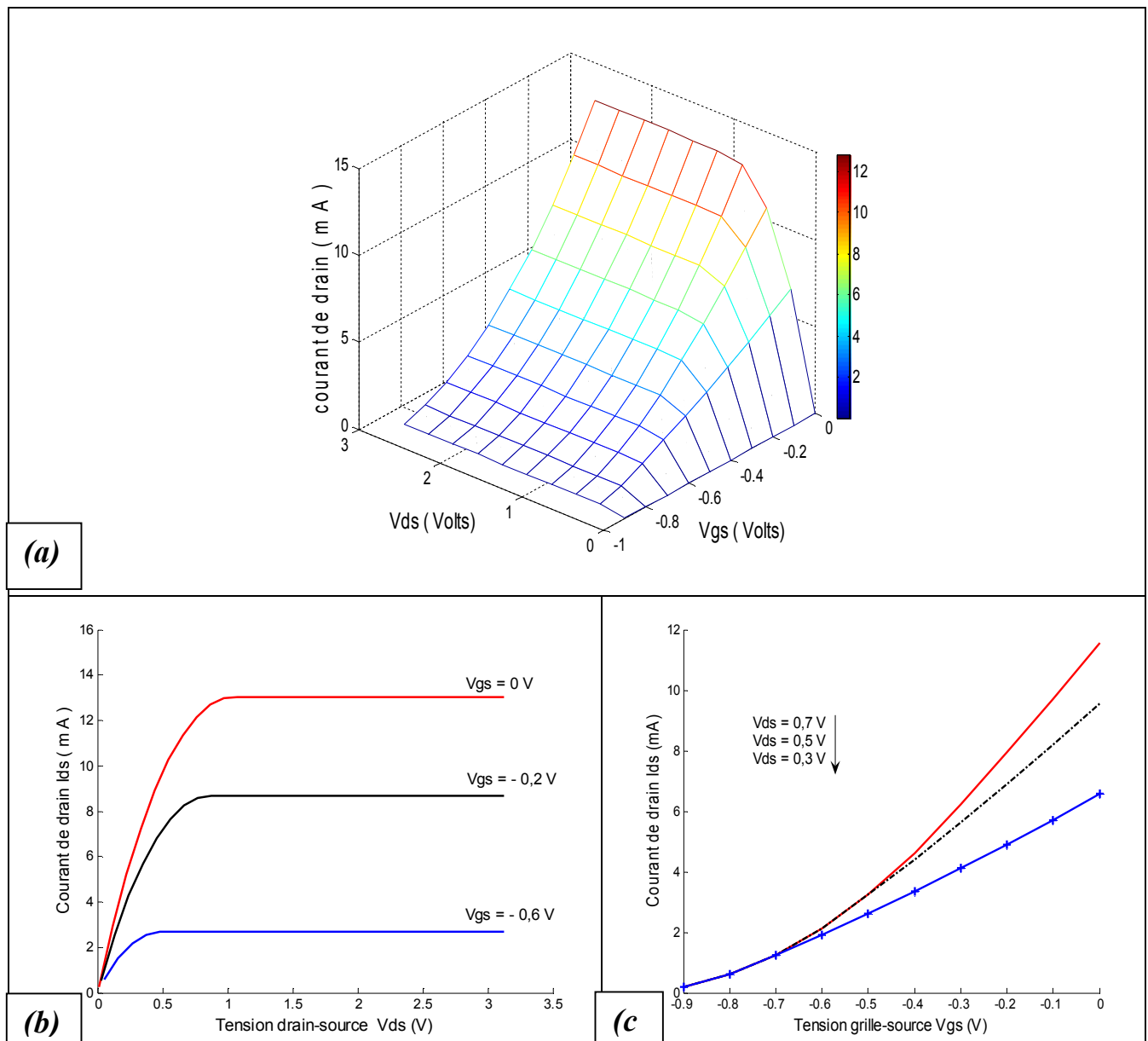
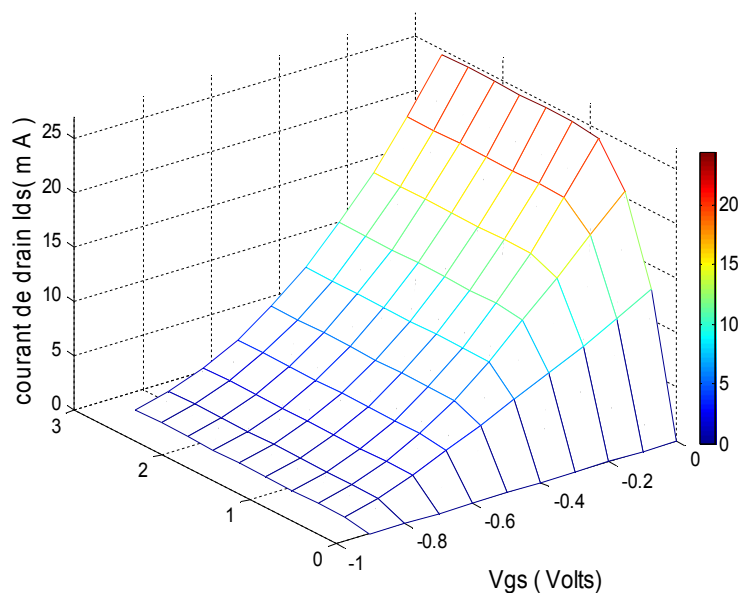


Figure III-2 : Réseau de caractéristiques courant tension I-V du transistor MESFET 1 ($L = 1 \mu\text{m}$).
 a)Caractéristiques $I_{ds} (V_{ds}, V_{gs})$ b) Caractéristiques $I_{ds} (V_{ds})$ c)Caractéristiques $I_{ds} (V_{gs})$



**Figure III-3 : Réseau des caractéristiques courant tension I-V du transistor MESFET 2
($L_g = 0.5 \mu m$).**

A travers le réseau de caractéristique I_{ds} - V_{ds} des figures (III-2) et (III-3) on peut distinguer les différents régimes de fonctionnement de notre dispositif :

- **Une zone ohmique** : En régime linéaire dit ohmique, le courant du drain de notre dispositif varie linéairement, et le composant se comporte en fait comme un barreau résistif, et varie en fonction de la tension de polarisation grille source. Il est à noter que ce mode de fonctionnement est largement utilisé pour les FETs fonctionnant dans des applications de résistances commandées.
- **Régime de saturation** Dans ce cas le courant drain-source est quasi-constant en fonction de V_{ds} et varie seulement en fonction de V_{gs} . le dispositif se comporte pratiquement comme une source de courant. la résistance du canal ne varie pratiquement pas avec la tension drain-source. Ce régime est utilisé pour les applications d'amplification.

Il est intéressant de noter que pour une tension de drain constante, le courant de drain atteint ses valeurs maximales pour une tension de grille nulle puis il diminue avec la diminution de la tension de grille jusqu'à son annulation pour des tensions de grille égale ou inférieure à la tension de seuil $V_T = -0.9V$, comme le montre figure (III.2-a) et la caractéristique de transfert figure (III-2-c).

Par ailleurs, les deux réseaux de caractéristiques des figures (III-2-a) et (III-3) permettent de relever l'intensité maximale de courant de drain (I_{dsmax}) qui est de l'ordre de $13mA$ pour le MESFET1 ($L=1 \mu m$) et $25 mA$ pour le MESFET2 ($L = 0.5 \mu m$) ce qui montre que l'intensité du courant a **doublé** pour une longueur de grille réduite à **la moitié**.

III.2.2 Validité du modèle

Afin d'examiner la validité du modèle exposé, nous avons comparé les résultats de la simulation pour le transistor MESFET 3 avec ceux de l'expérience existants dans la littérature [57] [53], ainsi qu'avec les deux modèles de Materca et Ahmed cités au chapitre 2. La figure (III-4) illustre la comparaison entre les résultats de la mesure de la caractéristique (I-V) à $V_{gs}=0V$, et ceux de la simulation du composant.

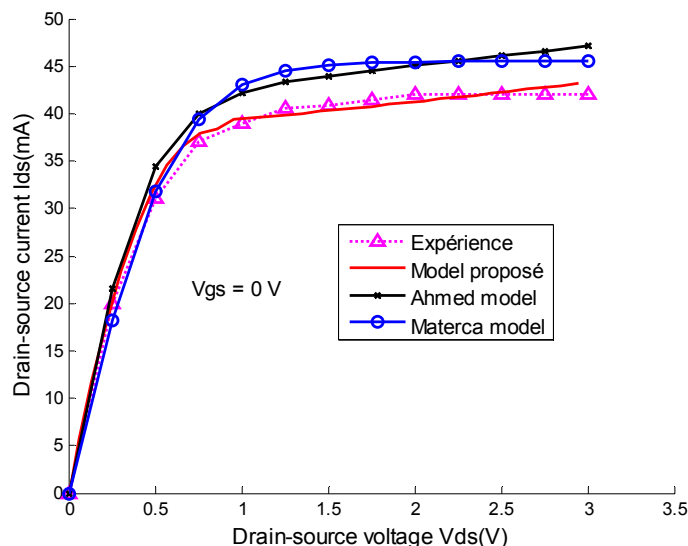


Figure III-4 : Comparaison des caractéristiques I-V mesurées et calculées pour le transistor MESFET 3.

En régime linéaire, c'est-à-dire à faible tension de polarisation de drain, nous remarquons une bonne concordance entre les valeurs expérimentales et celles de la théorie et cela pour les différents Modèles, ce qui montre l'indépendance de la mobilité des électrons du champ électrique, aux faibles tensions de drain et aussi la bonne cohérence entre l'expérience et le modèle proposé en régime linéaire.

En régime de pincement, lorsque la tension de drain augmente et devient plus importante nous remarquons un certain écart entre les valeurs expérimentales et résultats de la simulation, principalement dû au fait que l'intensité du champ électrique qui varie le long du canal, donne lieu à une charge d'accumulation dans la région du canal où $E > E_c$ et une charge de déplétion dans la région où $E < E_c$.

Cependant, lorsque la tension de drain augmente et devient plus importante, nous remarquons un très faible écart entre les résultats expérimentaux et les caractéristiques simulées du fait de la prise en considération de l'analyse bidimensionnelle de la tension du canal.

III. 2.3 Vitesse des porteurs

La caractéristique de vitesse des porteurs en fonction du champ électrique est fondamentale pour déterminer l'amplitude du courant qui peut circuler dans un composant. En principe, on souhaite une forte mobilité associée à une forte vitesse de saturation.

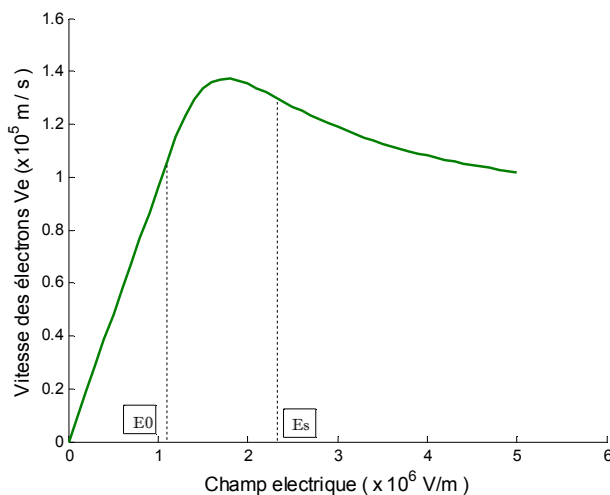


Figure III-5 : Variation de la vitesse des électrons en fonction du champ électrique pour le MESFET 2

Sur la figure (III-5), nous constatons que la vitesse de dérive des porteurs présente une valeur maximale « V_s » obtenue pour une valeur de seuil du champ électrique notée « E_s ». La valeur du champ électrique, pour laquelle se produit la saturation de la vitesse de dérive, est très importante puisqu'elle traduit les phénomènes d'accélération des porteurs jusqu'au régime de saturation. Lorsque le champ électrique devient important, les interactions des porteurs avec les vibrations du réseau entraînent une diminution de la mobilité des porteurs. Cette diminution de la mobilité se traduit par une variation non linéaire de la vitesse de dérive des porteurs.

III.2.4 Variation de la mobilité des électrons

La variation de la mobilité des électrons en fonction de la concentration du dopage (expression, I-1) et du champ électrique (expression, II-2), est représentée par les figures (III-6), (III-7) et (III-8) respectivement.

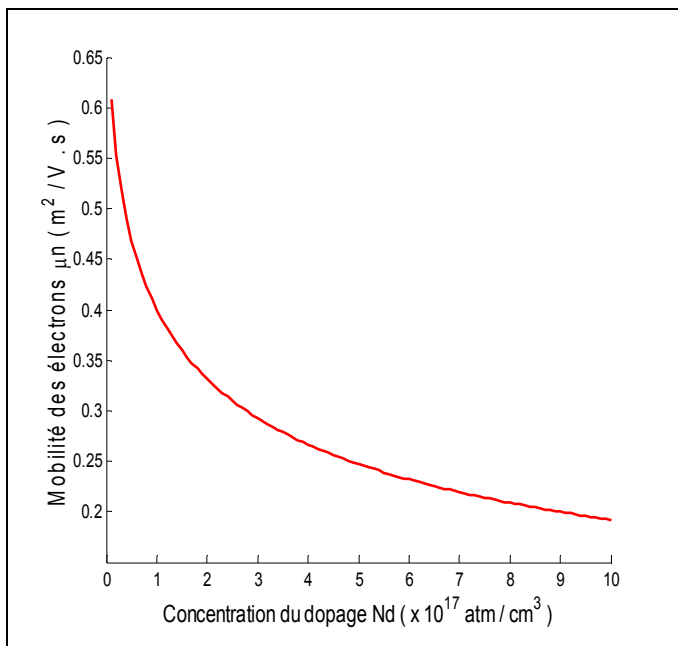


Figure III-6 : Variation de la mobilité des électrons en fonction du dopage pour le MESFET2

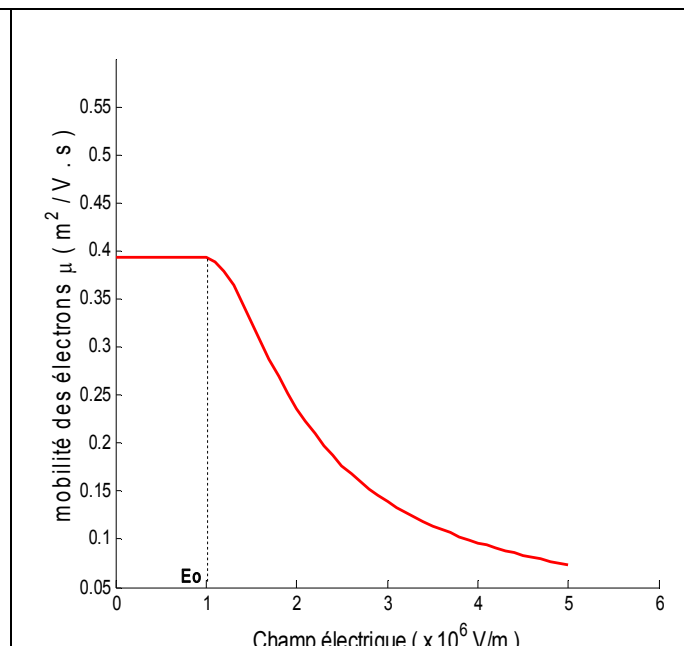


Figure III-7 : Variation de la mobilité des électrons en fonction du champs électrique pour le MESFET2

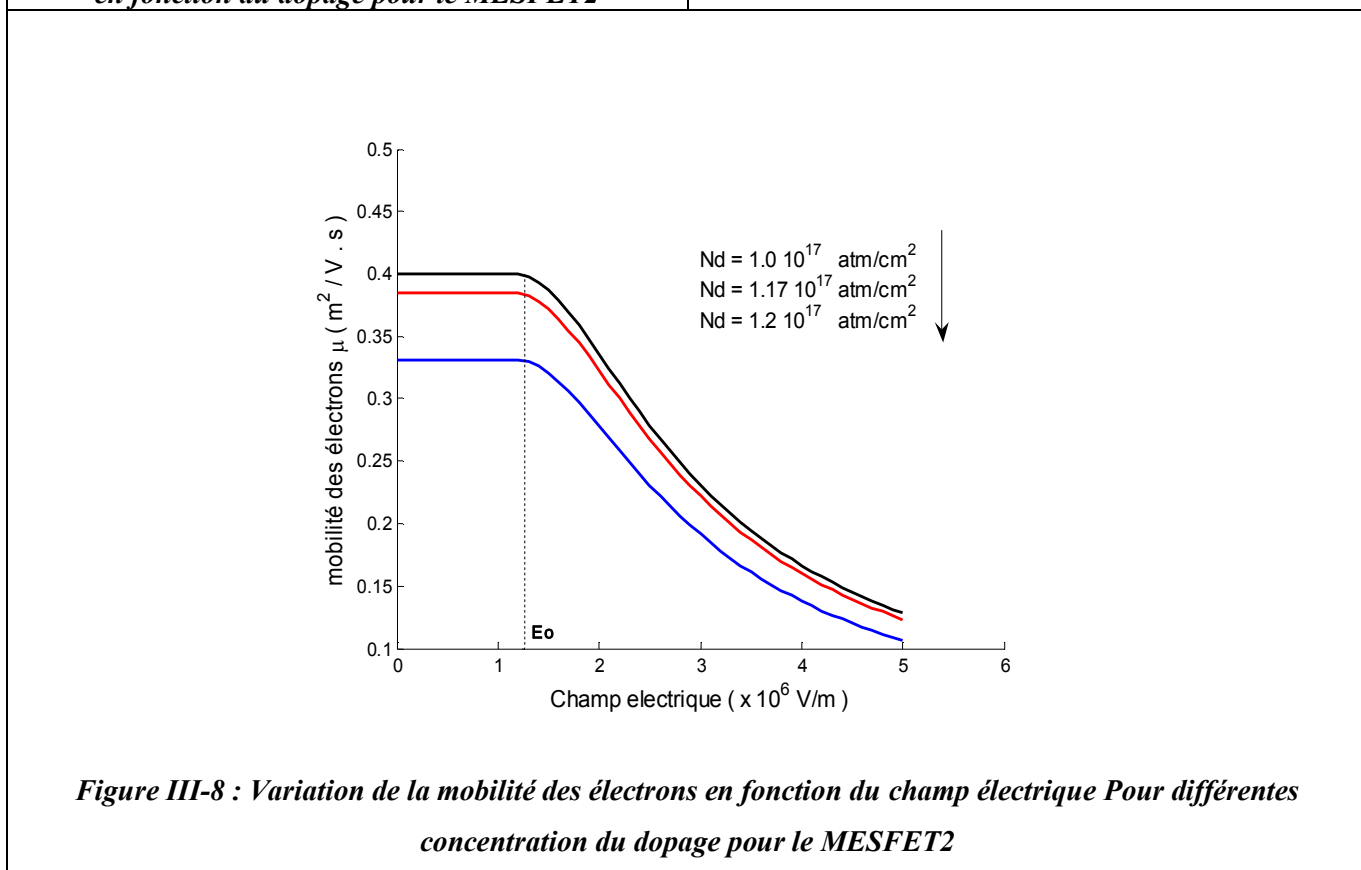


Figure III-8 : Variation de la mobilité des électrons en fonction du champ électrique Pour différentes concentration du dopage pour le MESFET2

Il se voit clairement sur la figure (III-6) que l'introduction d'un taux important d'impuretés dopantes dans le matériau GaAs du canal fait chuter la mobilité des porteurs libres. Ceci est dû à l'augmentation de la masse effective des électrons avec l'augmentation de la concentration du dopant.

Les variations correspondantes de la loi de mobilité en fonction du champ électrique que nous avons utilisé pour calculer les expressions du courant de drain dans les différents régimes de fonctionnement du transistor « MESFET 2 » sont également représentées sur la figure (III-7). Nous remarquons dans cette figure que la mobilité des électrons est constante tant que le champs électrique est faible ($E < E_0$), puis elle décroît au fur et à mesure que le champ électrique augmente au delà de cette valeur.

III.2.5 Transconductance « gm » et conductance de drain « gd »

III.2.5.1 Transconductance gm

La transconductance « gm » est une quantité importante pour les composants à effet de champ, elle traduit le contrôle du courant de drain « Ids » par la tension de grille « Vgs ». Cette quantité est obtenue à partir des expressions (II-57), (II-58) , (II-59) et (II-60) selon le régime de fonctionnement du transistor.

Sur la figure (III-9), nous avons présenté les variations de la transconductance en fonction des tensions de polarisation « Vds » et « Vgs » pour le transistor « MESFET 1 ».

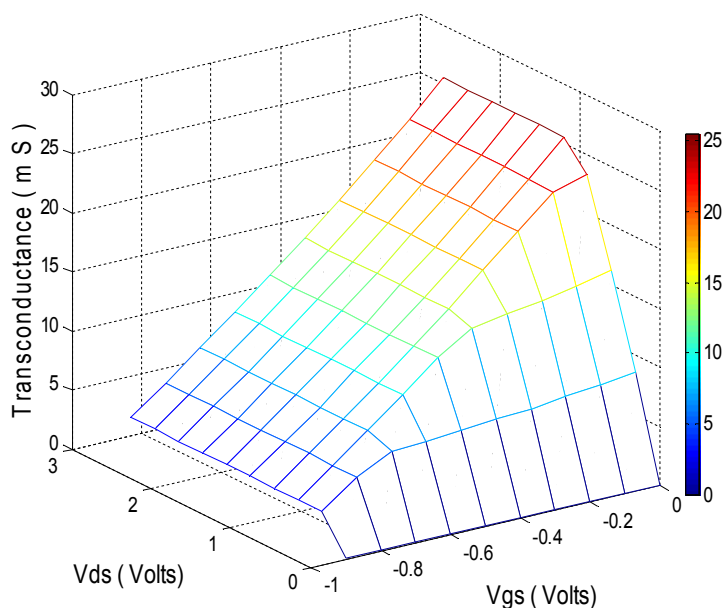


Figure III-9 : Variation de la transconductance en fonction des tensions de polarisation pour le MESFET1

Sur cette figures, nous avons remarqué que la transconductance augmente d'une part au fur et à mesure que la valeur absolue de la tension de grille « Vgs » diminue, et d'autre part avec l'augmentation de la tension de drain « Vds » jusqu'au régime de saturation où la transconductance se sature. On note aussi que la transconductance prend sa valeur maximale ($g_{m(max)} = 25 \text{ mS}$) quand la tension de grille est nulle et la tension de drain égale ou supérieur à la tension de saturation, mais

elle prend sa valeur minimale ($g_{m(\min)} = 2 \text{ mS}$) quand la tension de grille se rapproche de la tension de seuil.

Ceci s'explique par le fait que plus la tension de grille augmente en valeur absolue, plus la largeur de la zone de charge d'espace augmente. L'extension de cette zone prend fin lorsque celle-ci occupe toute la largeur du canal. Aucun passage du courant n'est alors théoriquement possible. La tension de grille correspondante à cet état est appelée tension de seuil. Ceci explique la dépendance de « g_m » avec « V_{gs} ». En outre, la sensibilité de variation du courant « I_{ds} » en fonction de la tension de grille est d'autant plus faible que la tension « V_{ds} » est faible c'est-à-dire en régime linéaire. Ainsi la transconductance dépend aussi de la tension de drain « V_{ds} ».

III.2.5.2 Conductance de drain g_d

De même manière que la transconductance, la conductance de sortie de drain « g_d » est un paramètre important des transistors à effet de champ, elle permet de rendre compte de la possibilité de contrôler le courant de drain « I_{ds} » en fonction de la tension « V_{ds} ». Ce paramètre est obtenu à partir des expressions (II-62), (II-63) et (II-64) selon le régime de fonctionnement du transistor.

Sur la figure (III-11) nous présentons les variations de la conductance de sortie en fonction des tensions de polarisation « V_{ds} » et « V_{gs} » pour le transistor « MESFET 1 ».

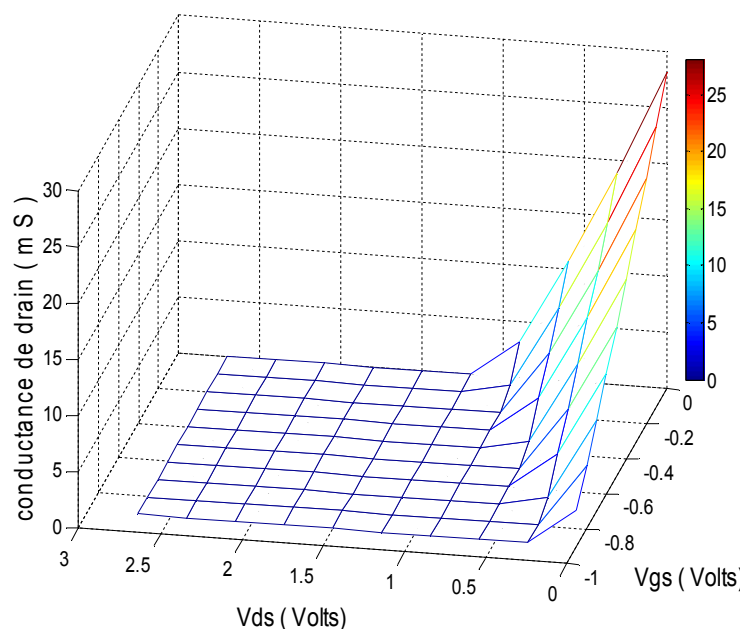


Figure III-10 : Variation de la conductance en fonction des tensions de polarisation pour le MESFET1

Nous remarquons que la conductance de sortie 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. Ceci explique que, en régime linéaire, les électrons disponibles pour la conduction et présents dans le canal n'atteignent pas leur vitesse limite. Aussi le courant de drain « I_{ds} » varie de façon importante et quasi linéaire avec la tension « V_{ds} ». Au contraire, pour les fortes valeurs de « V_{ds} » c'est-à-dire en régime de saturation, les électrons ont atteint leur vitesse limite et le courant « I_{ds} » progresse faiblement avec la tension « V_{ds} ». La valeur de la conductance de sortie est donc beaucoup plus importante en zone ohmique qu'en zone saturée et dépend fortement de la tension « V_{ds} ». En outre, le courant « I_{ds} » n'augmente avec « V_{ds} » que dans la mesure où les dimensions du canal le lui permettent. C'est ce qui explique la dépendance de « g_d » avec la tension de grille « V_{gs} », particulièrement sensible en zone ohmique.

III.2.6 Influence de l'analyse bidimensionnelle de la tension du canal

La résolution bidimensionnelle de l'équation de Poisson doit prendre en considération le terme bidimensionnel du potentiel « $\Phi(x, y)$ » [l'équation II-28][59], ce terme négligée dans l'approximation unidimensionnelle, joue un rôle très important pour obtenir des caractéristiques courant-tension plus proche à la réalité.

III.2.6.1 Variation du terme bidimensionnelle de la tension du canal en fonction des tensions de polarisation

Dans le but de mettre en évidence l'importance de l'étude bidimensionnelle, nous présentons sur la figure (III-11), les variations de la tension $\Phi(x, y)$ en fonction des tensions « V_{ds} » et « V_{gs} », et aussi en fonction de la longueur de grille normalisée pour le transistor MESFET1,.

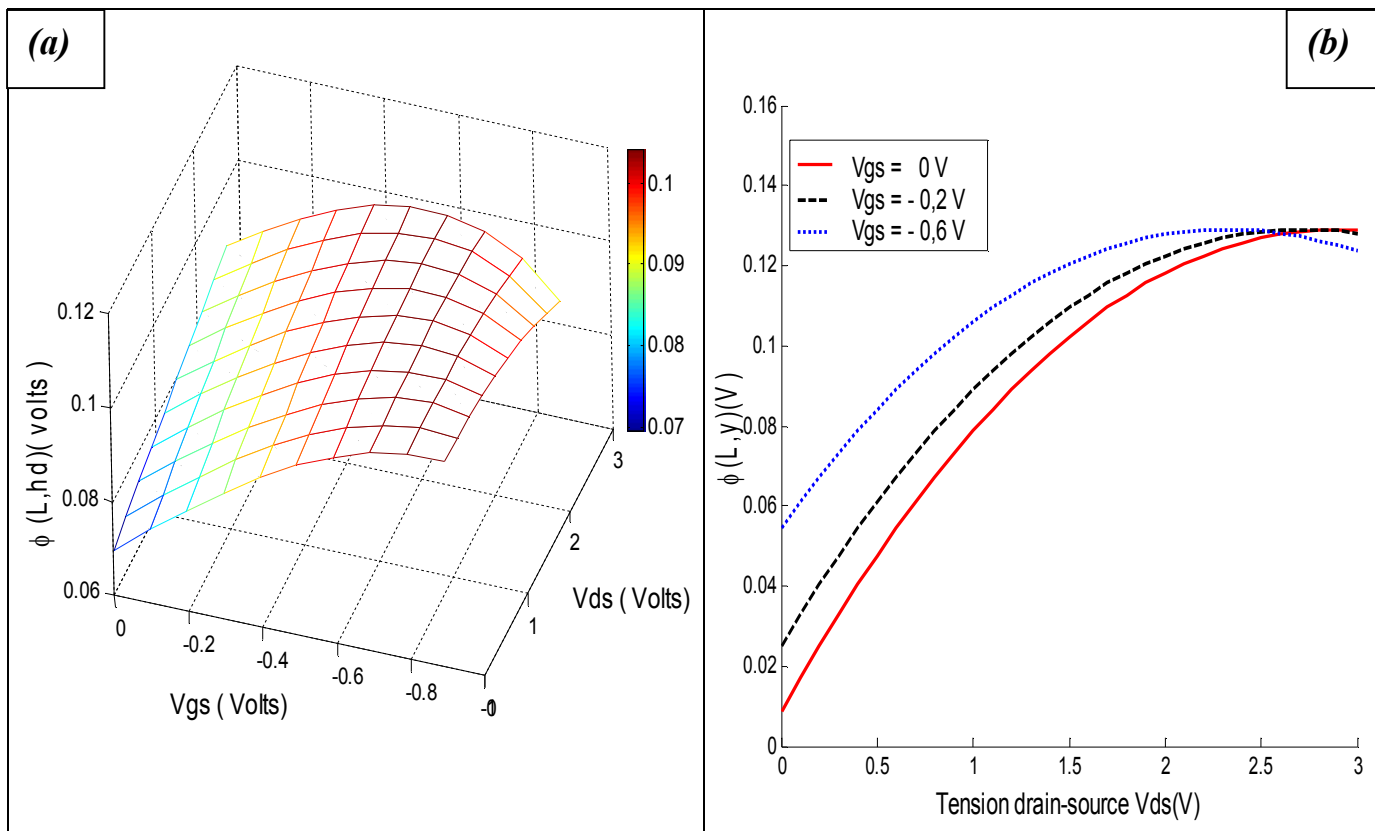


Figure III-11-(a et b) : Variation de la tension $\Phi(x, y)$ en fonction des tensions de drain V_{ds} et de source V_{gs} pour le « MESFET 1 ».

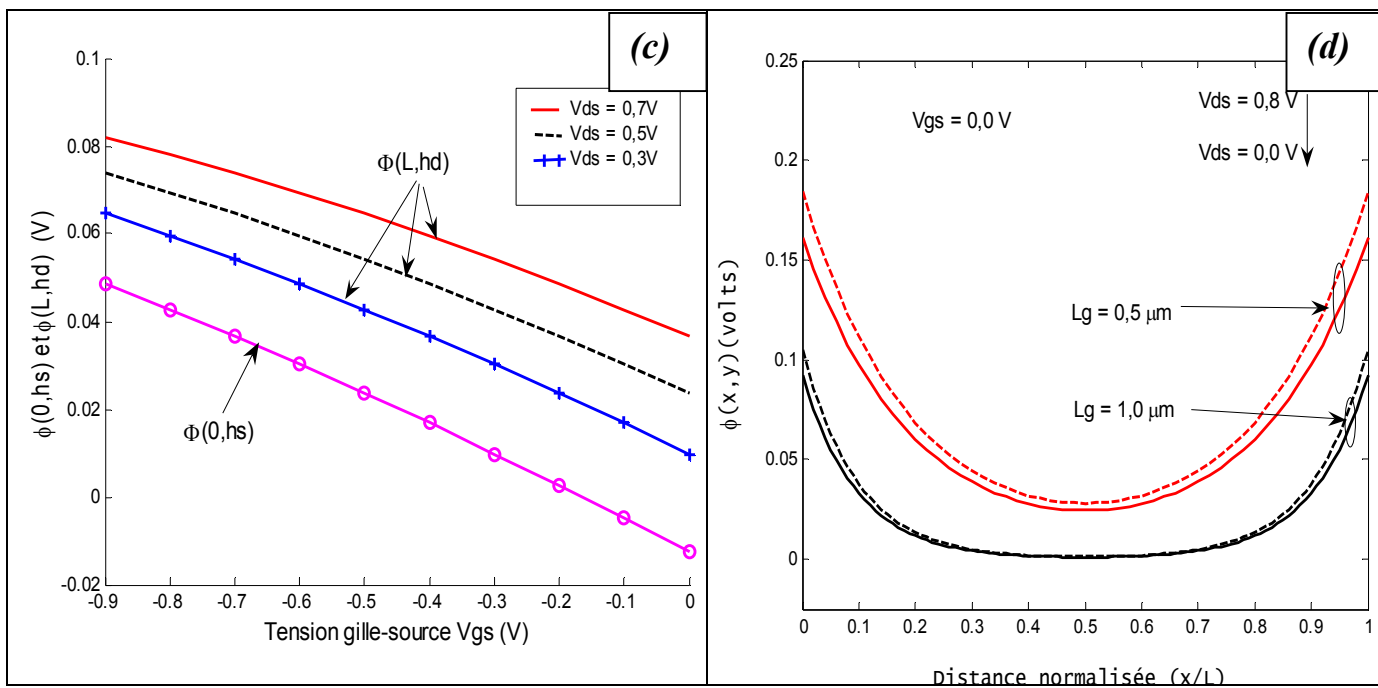
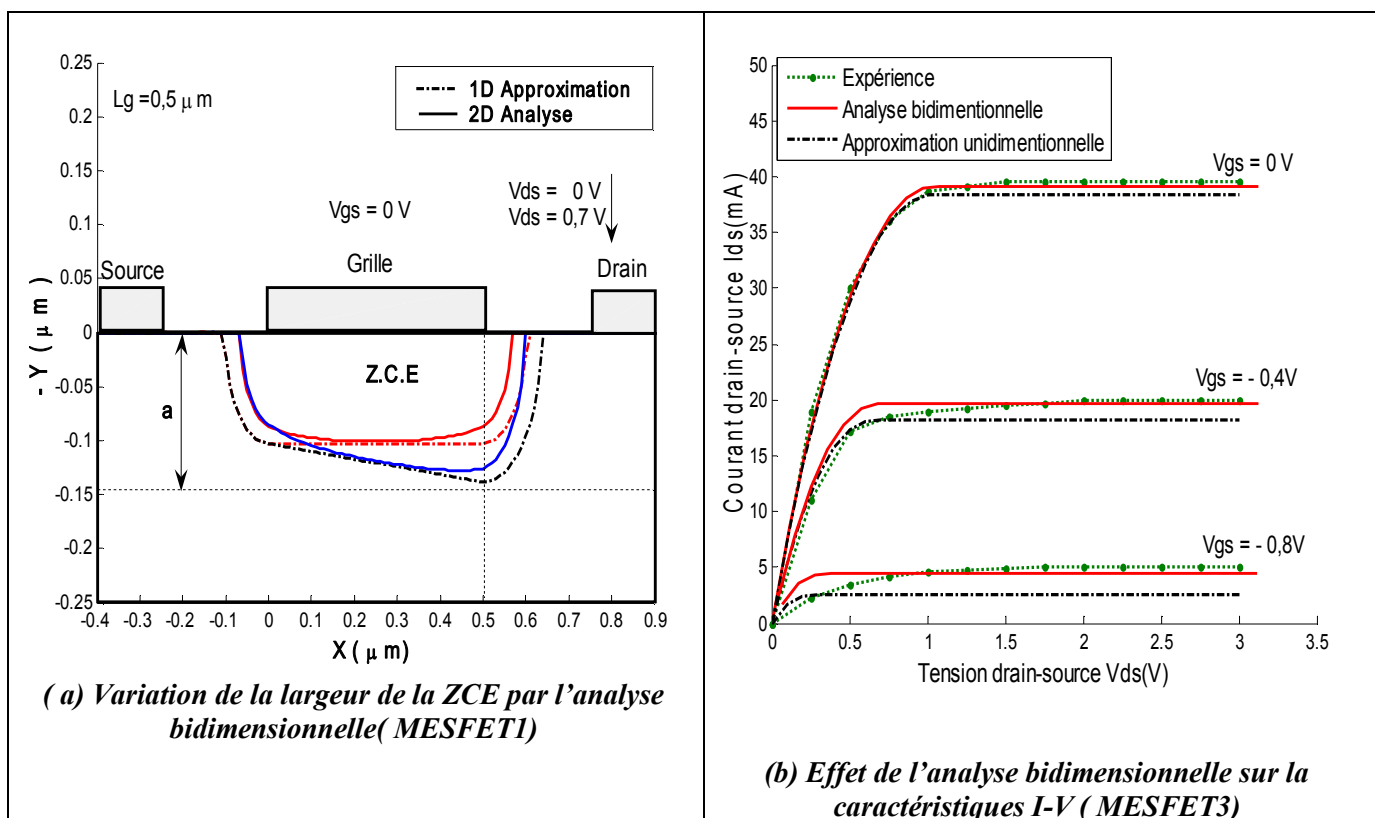


Figure III-11(c et d) : Variation de la tension $\Phi(x, y)$ en fonction des tensions de drain V_{ds} et de source V_{gs} pour le « MESFET 1 ».

Sur les figures (III-11-a), (III-11-b), (III-11-c) nous remarquons que le terme bidimensionnel du potentiel « $\Phi(x, y)$ » est plus important que les tensions de polarisation augmentent en valeur absolue, aussi « $\Phi(x, y)$ » prend ses valeurs maximales aux extrémités de la grille (pour $x/L=0$ et $x/L=1$), alors il est indispensable de tenir compte de ce terme surtout pour les transistors à grille courte où la valeur de $\Phi(x,y)$ est plus importante, comme il est montré sur la figure (III-11-d).

III.2.6.2 Effet de l'analyse bidimensionnelle de la tension du canal sur l'exactitude du modèle

Nous présentons l'effet de cette analyse sur la largeur de zone de charge d'espace, puis sur les caractéristiques courant-tension, les résultats obtenus avec et sans $\Phi(x,y)$ sont comparés et illustrés sur la figure (III-12) .



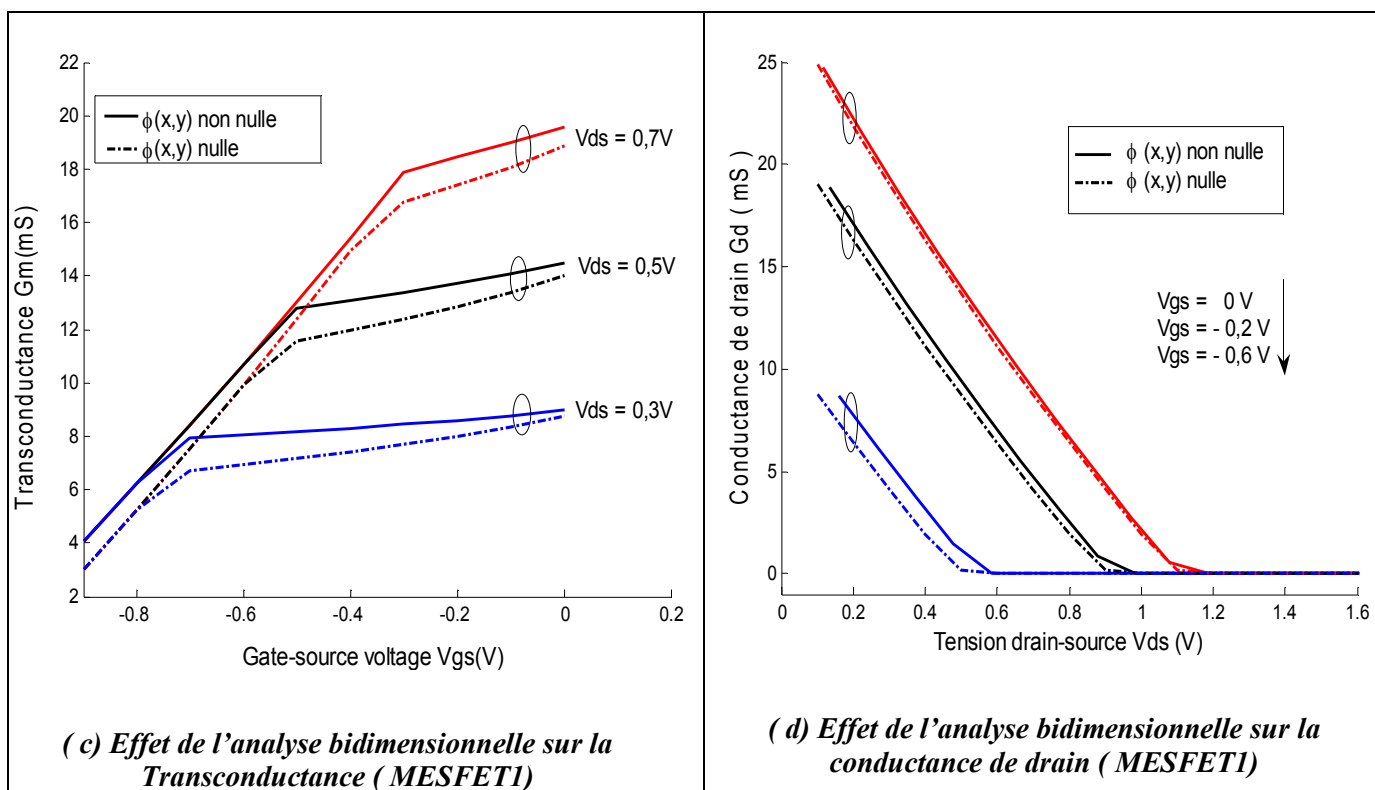


Figure III-12 : Effet de l'analyse bidimensionnelle sur le transistor MESFET1

La figure (III-12-a) montre que la pénétration de la zone de charge d'espace pour le modèle bidimensionnel est moins importante que pour l'approximation unidimensionnelle ce qui justifie la montée en courant dont l'écart est plus large lorsque le composant fonctionne en régime de saturation, comme l'illustre la figure (III-12-b), on constate le même effet de cette analyse sur la conductance de drain et la transconductance et qui est représenté sur les figures (III-12-c) et (III-12-d). Ainsi, nous pouvons conclure l'importance de l'analyse bidimensionnelle de la tension du canal pour les composants submicronique.

III. 2.7 Effets des paramètres physiques

III. 2.7.1 Effet de la loi de mobilité

Afin de valider le modèle de la loi de mobilité que nous allons utiliser [expressions II-1 et II-2], nous présentons dans la figure (III-13) une comparaison des variations du courant de drain en fonction de la tension de drain avec l'utilisation de cette loi et celle que nous avons considéré le cas de la mobilité constante. Nous remarquons une coïncidence entre les deux modèles au régime linéaire, c'est-à-dire à faible tension de polarisation de drain, ce qui montre l'indépendance de la mobilité des électrons du champ électrique dans ce régime. Aux régimes de pincement et de

saturation l'hypothèse de la mobilité constante n'explique pas les phénomènes physiques et ne donne aucun résultat acceptable.

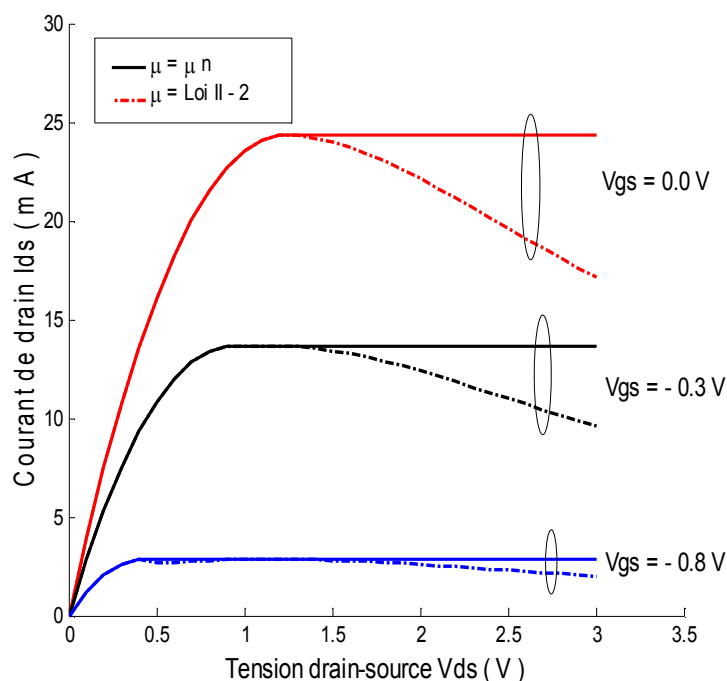
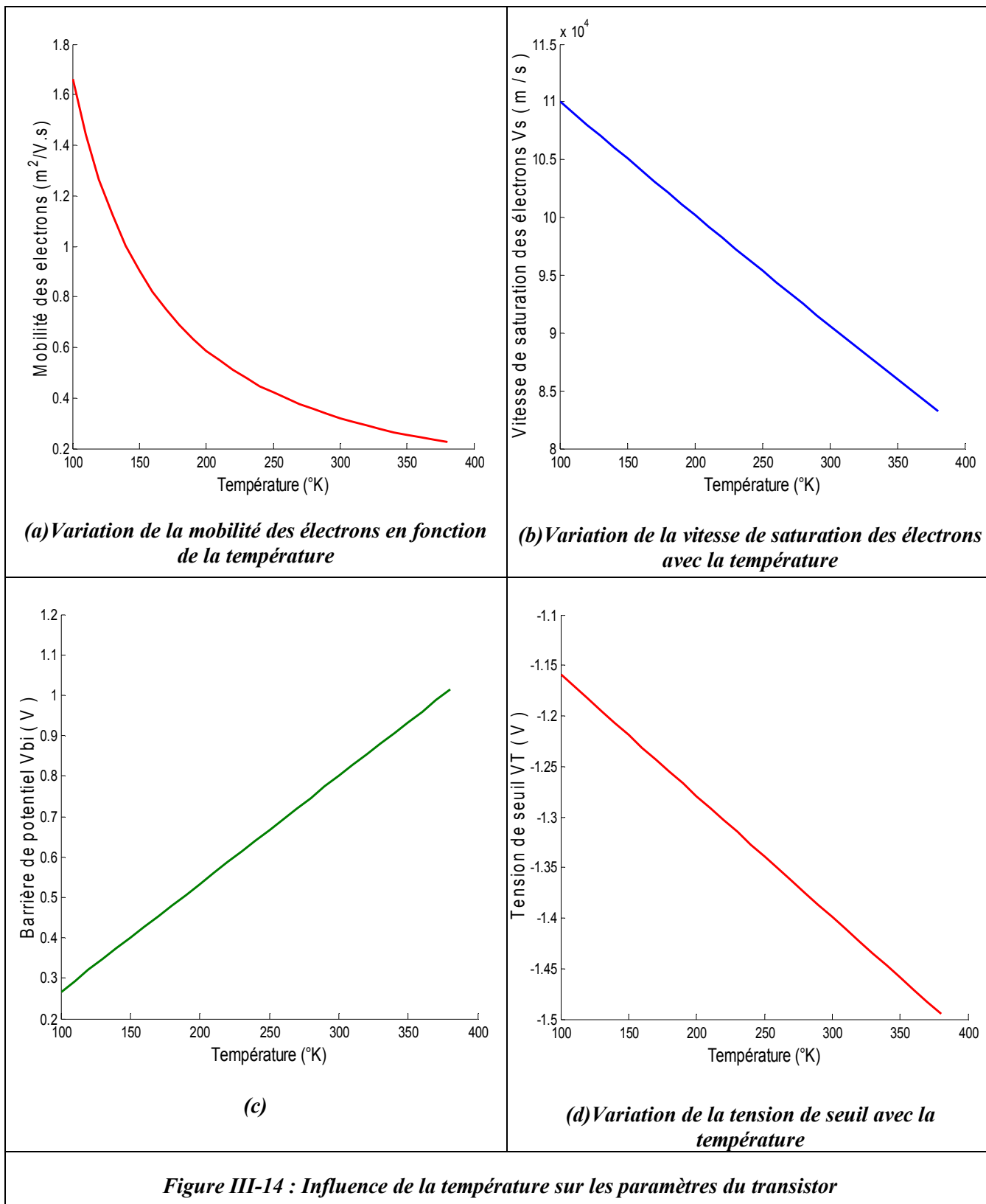


Figure III-13: Effet de la loi de mobilité sur les caractéristiques I-V du transistor « MESFET 2 ».

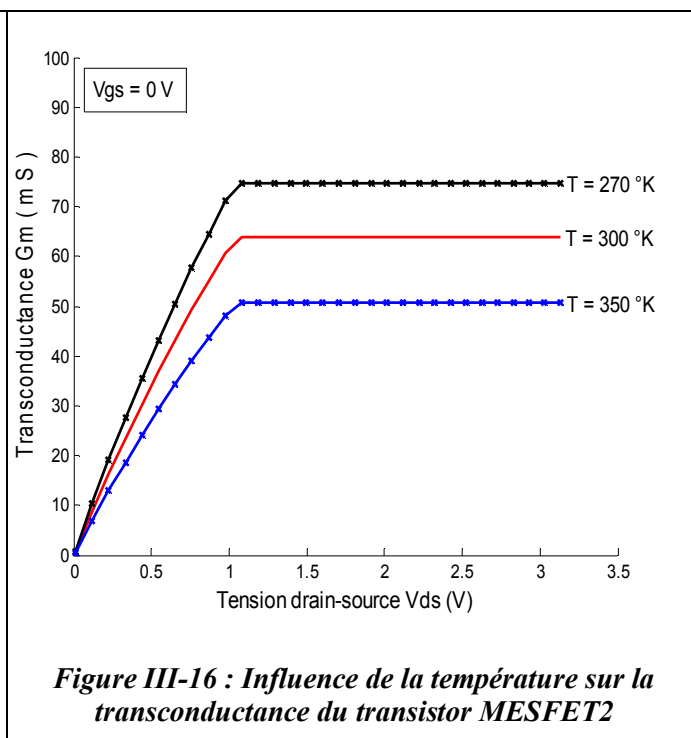
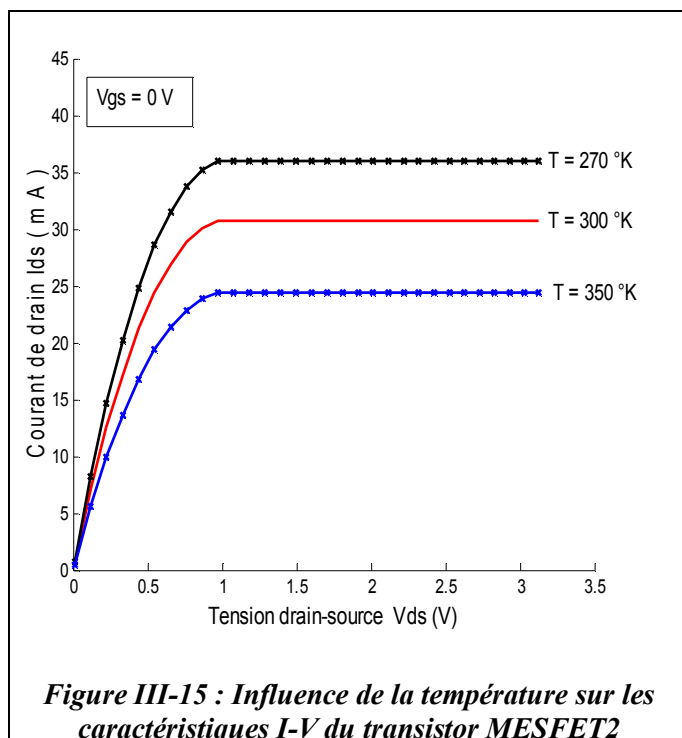
III. 2.7.2 Effet de la température

Du fait de sa structure, le MESFET permet des performances optimales, lorsqu'on le fait fonctionner à basses températures. En effet la mobilité des électrons, la vitesse de saturation et la tension de seuil, dans les matériaux semi-conducteurs, dépendent fortement de la température.

Nous exposons sur la figure (III-14) l'influence de la température sur ces paramètres simulé à partir des expressions (II-117), (II-118),(II-119) et(II-120) .



Les figures (III-15) ,et (III-16) présentent respectivement l'influence de la température sur les caractéristiques I-V et sur la transconductance du transistor « MESFET 2 ». Nous choisirons trois valeurs de la température «Ta = 270 °K ~ - 3 °C», «Ta = 300 °K ~ 27 °C » et «Ta= 350 °K ~ 77 °C ».



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 croît, l'agitation thermique des porteurs croît, le nombre des porteurs croît également et par conséquent la mobilité des porteurs majoritaires du canal diminue (figure III-14-a), ce qui provoque une diminution du courant « I_{ds} ». De même la hauteur de barrière de potentiel diminue quand la température augmente (figure III-14-c), donc la zone désertée se rétrécit, par contre la largeur du canal augmente et par conséquent le courant drain décroît (figures III-15 et III-16).

La mobilité tend à augmenter lorsque la température diminue, ainsi la transconductance du transistor à la fréquence fondamentale décroît en fonction de la température. Nous constatons alors que les performances et la fiabilité d'un transistor sont fortement influencées par la température.

III. 2.7.3 Influence du dopage de canal « Nd »

Nous Exposons respectivement sur la figure (III-17) l'évolution des caractéristiques I-V en fonction du dopage du canal « Nd » pour le transistor MESFET1,

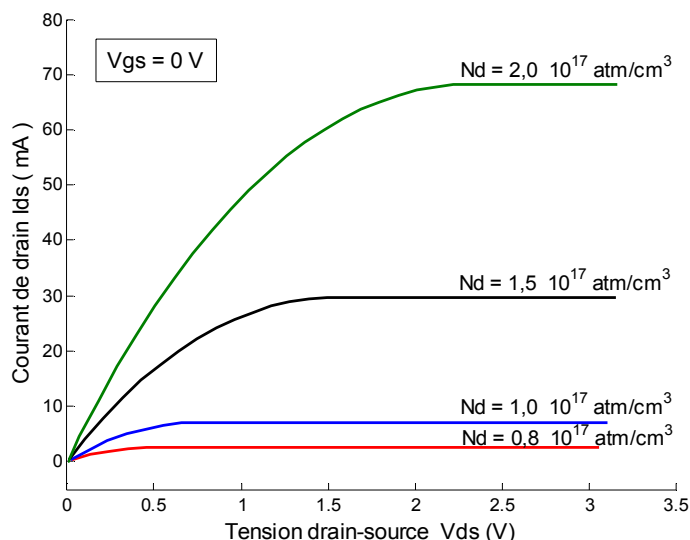


Figure III-17 : Influence de la concentration du dopage du canal sur les caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ du transistor MESFET2.

L'augmentation du dopage fait croître la concentration des porteurs dans le canal ce qui provoque une diminution de la résistivité des semi-conducteurs ce processus est à l'origine de l'augmentation observée sur le courant « I_{ds} » de la figure (III-17). Cependant, l'introduction d'un excès d'impuretés dopantes fait chuter la mobilité des porteurs libres. La baisse de mobilité ne compense heureusement pas l'augmentation de la concentration en porteurs libres et la conductivité augmente donc avec le dopage.

III. 2.8 Effets des paramètres géométriques

III. 2.8.1 Influence de la longueur de grille « L »

La figure III-18 présente la variation du courant drain-source en fonction de la tension drain-source pour différentes longueurs des grilles pour le transistor MESFET1.

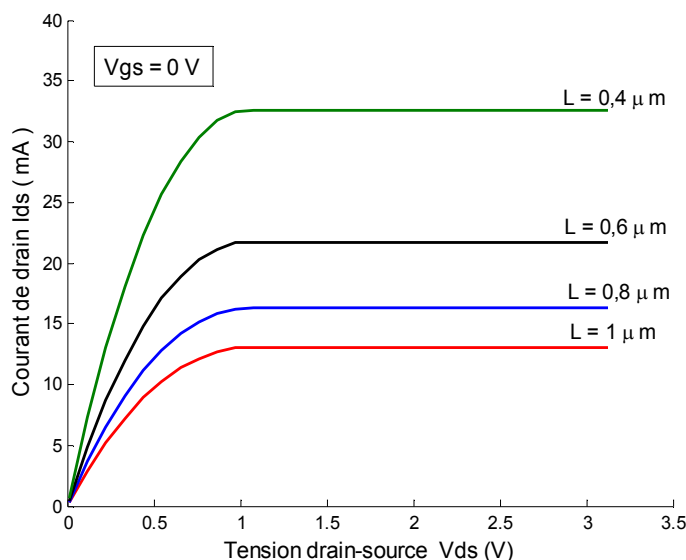


Figure III-18: Influence de la longueur de grille « L » sur les caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ du transistor MESFET1.

On constate que le courant drain-source de saturation diminue avec l'augmentation de la longueur de grille. En effet, l'extension latérale de la zone des charges d'espace conduit à un allongement du canal conducteur tout en s'amincissant; ce qui limite le passage des électrons. Cela veut dire que plus la grille est longue, plus le contrôle par la grille est efficace; par contre ceci provoque une augmentation de la capacité C_{gs} et par conséquent une dégradation des performances en terme de fréquences F_{MAX} et F_T .

III. 2.8.2 Influence de l'épaisseur de la couche active

Nous présentons sur la figure (III-19), l'évolution du courant drain $I_{ds}(V_{ds})$ en fonction de l'épaisseur de la couche active pour MESFET1. Nous remarquons que le courant « I_{ds} » augmente lorsque l'épaisseur de la couche active augmente. Généralement dans les transistors MESFET, une diminution de l'épaisseur de la couche active entraîne une augmentation de la transconductance.

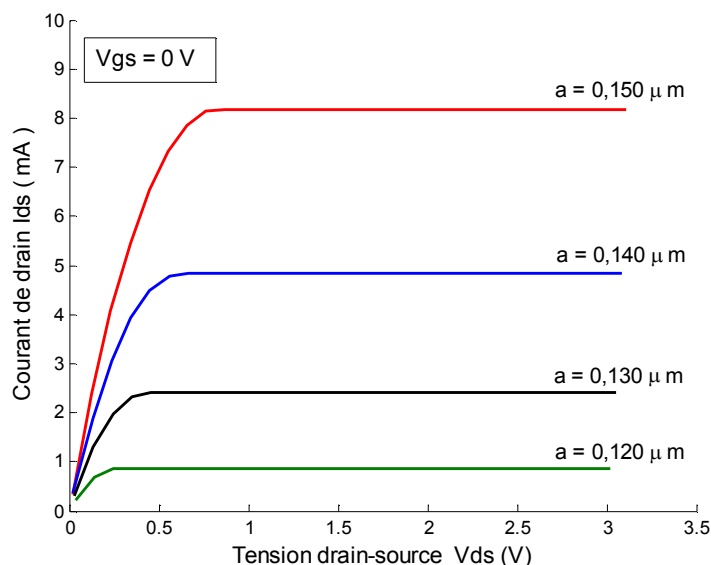


Figure III-19: Caractéristique I-V pour différentes valeurs de « a » pour le MESFET1

III. 2.8.3 Influence de la largeur du canal

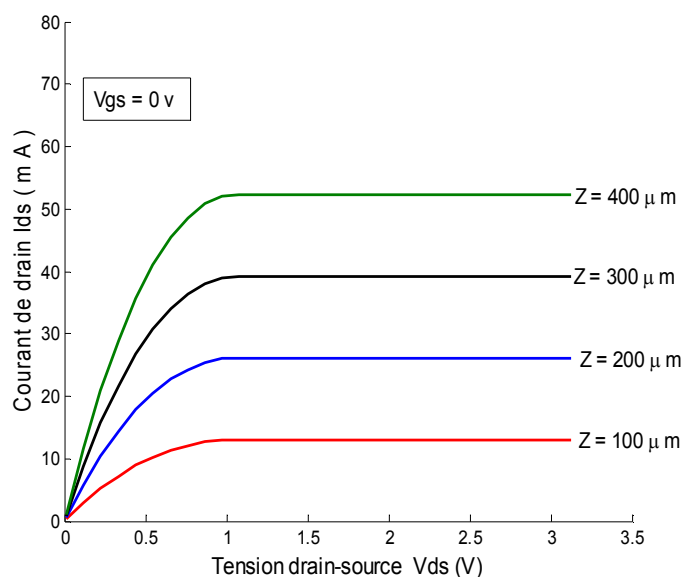


Figure III-20: Caractéristique I-V pour différentes valeurs de la largeur du canal Z pour le MESFET 1

Nous présentons sur la figure (III-20) l'évolution des caractéristiques I-V en fonction de la largeur du canal conducteur. Nous remarquons que le courant « I_{ds} » augmente avec l'augmentation de ce paramètre, qui entraîne une diminution de la transconductance.

III. 2.9 Effet des résistances parasites sur les caractéristiques I-V

Dans le but de mettre en évidence l'effet des résistances parasites de source « R_s » et de drain « R_d » sur les caractéristiques I-V du MESFET GaAs [expression II-111], nous présentons sur la figure (III-21), et dans le cas du même transistor, les variations du courant de drain en fonctions des tensions de polarisations avec et sans les résistances parasites.

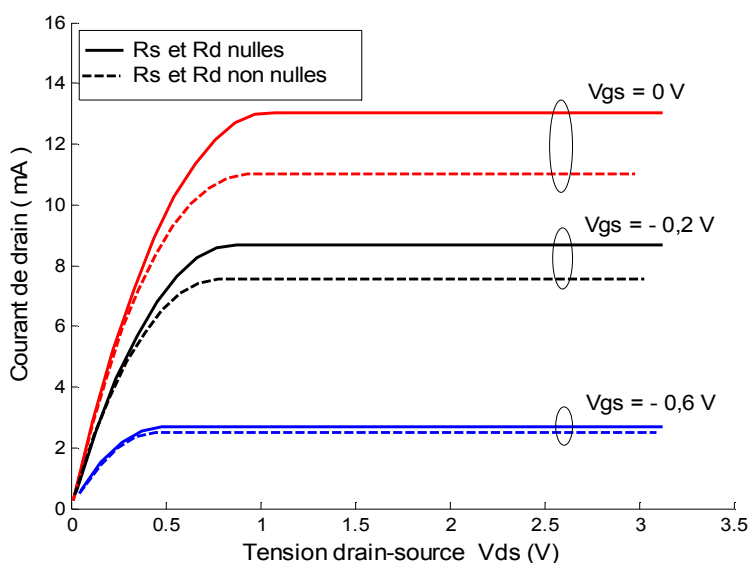


Figure III-21: Influence des résistances parasites R_s et R_d sur les caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ du transistor MESFET1.

On voit clairement que l'effet de ces résistances ne peut pas être négligé, et est d'autant plus important que le courant de drain « I_{ds} » est élevé, cet écart diminue lorsque la tension de grille « V_{gs} » augmente en valeur absolue. Ceci est dû au fait que l'effet essentiel des résistances parasites est la diminution du potentiel appliqué aux côtés de la zone active.

Dans le but de mettre en évidence les effets des résistances parasites de source « R_s » et de drain « R_d » sur les caractéristiques « g_m » et « g_d » du MESFET GaAs, nous présentons sur la figure (III-22) et dans le cas du transistor MESFET1 précédent, les variations de conductance de sortie et de la transconductance avec et sans les résistances parasites.

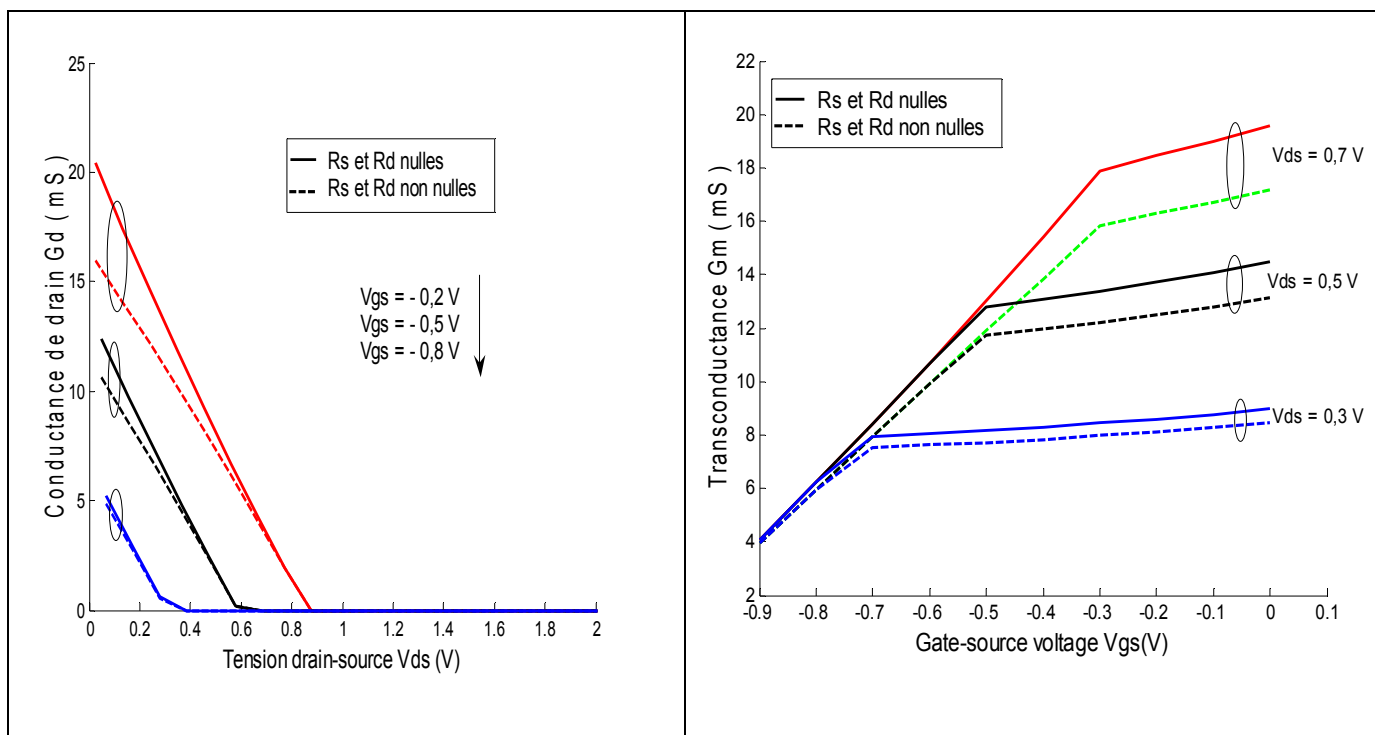


Figure III-22 : Influence des résistances parasites sur la conductance de drain et la transconductance pour le MESFET1

On voit clairement que les effets de ces résistances ne peuvent pas être négligés, et sont d'autant plus importants que les valeurs de « g_d » et « g_m » sont élevées, c'est-à-dire lorsque la valeur de la tension de grille « V_{gs} » diminue en valeur absolue.

III. 2.10 Caractéristiques capacité tension « C-V »

Sous l'effet des variations des tensions appliquées soit sur la grille, soit sur le drain, les dimensions de la zone de charge d'espace située sous l'électrode de grille du transistor varient, ce qui induit une modulation des capacités entre la grille et la source « C_{gs} » et entre la grille et le drain « C_{gd} ». Les valeurs de ces capacités dépendent donc fortement de la valeur des tensions de commandes « V_{gs} » et « V_{ds} », ce que l'on ne peut a priori pas négliger pour simuler le comportement du composant.

III. 2.10.1 Capacité grille-source « Cgs »

Sur la figure (III-23), nous avons présenté les variations de la capacité grille-source « Cgs », qui est la somme de la capacité intrinsèque « C_{gsint} » et la capacité latérale « C_{gsl} », en fonction de la tension de drain « V_{ds} » et de la tension de grille « V_{gs} » [expressions II-88, II-90, II-91, II-93, II-96 et II-97], toujours pour le composant « MESFET 1 »

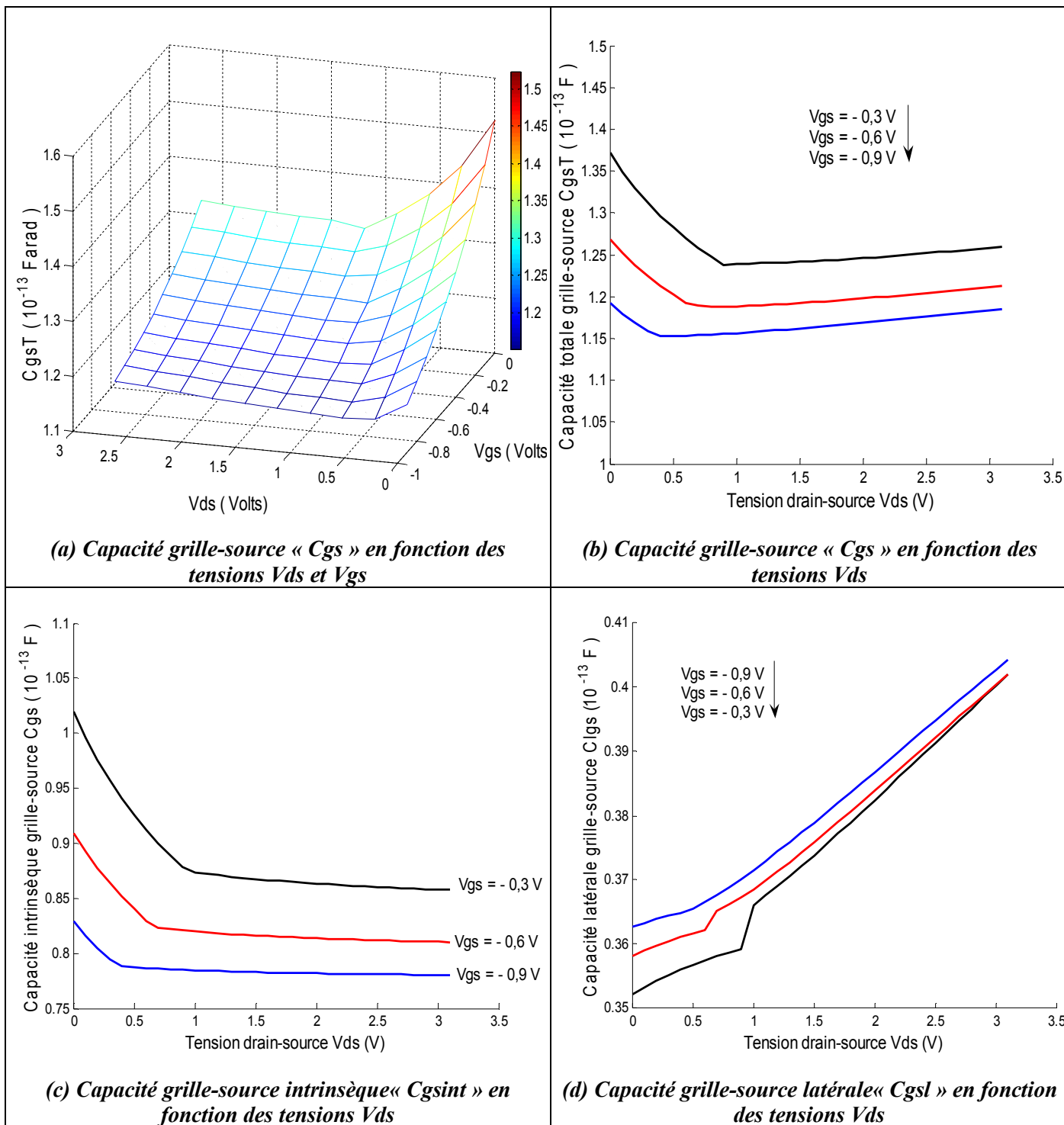
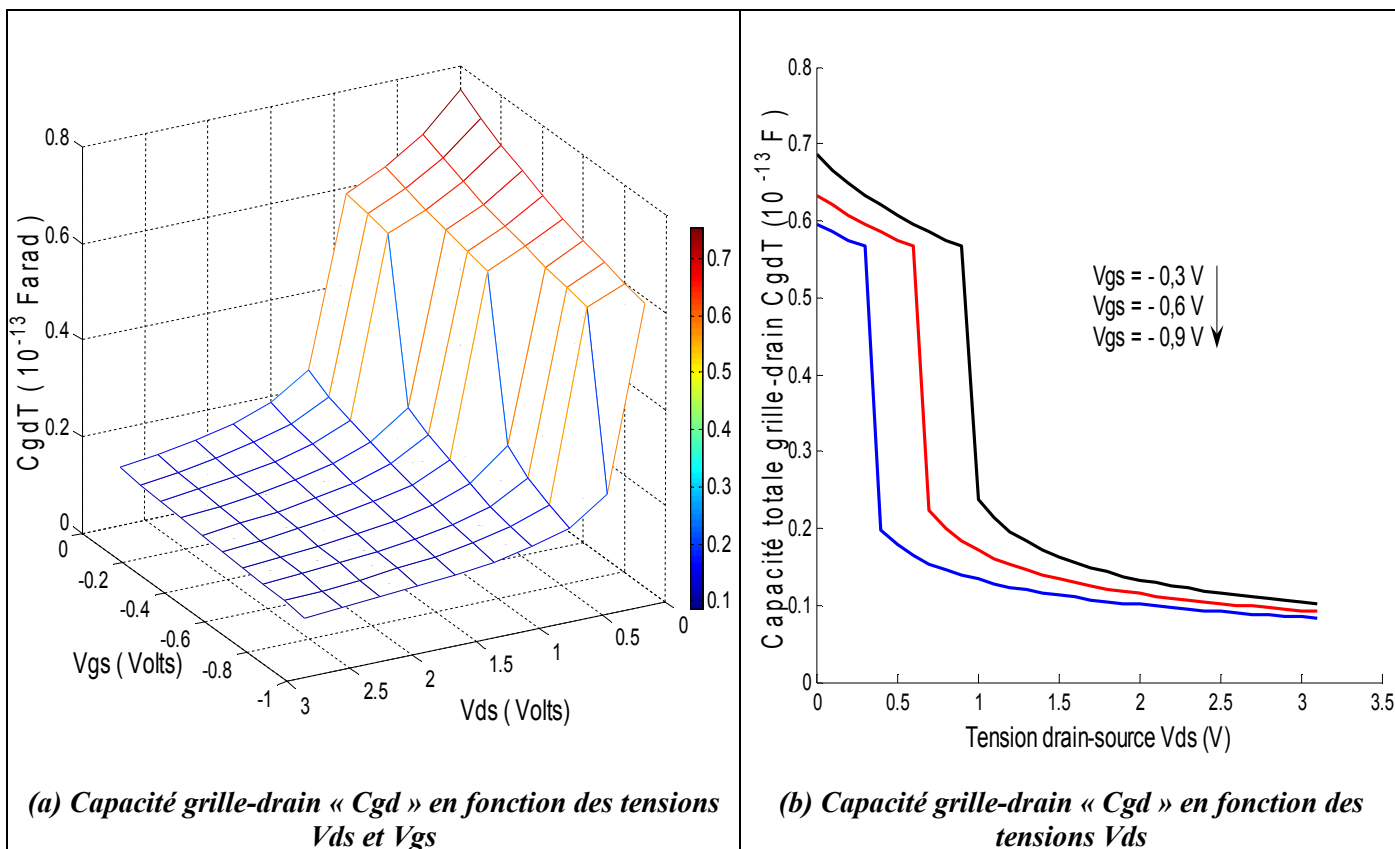


Figure III-23 : Variation de la capacité grille-source « Cgs » en fonction des tensions de polarisation pour le composant « MESFET 1 ».

Sur les figures (III-23-a) , (III-23-b) et (III-23-c) nous remarquons d’une part la décroissance de « Cgs » avec la tension « Vds » en régime linéaire, puis on note des variations faibles de cette capacité en régime de saturation et qui est principalement due à la croissance de la capacité latérale « Cgsl » (III-23-d), D’autre part nous avons remarqué la diminution de « Cgs » avec l’augmentation de la tension de grille « Vgs » en valeurs absolues. En effet une tension Vgs négative entraîne l’élargissement de la zone de charge d’espace dont l’épaisseur est inversement proportionnelle à la capacité. On peut conclure qu’en régime de saturation, la capacité grille-source est fortement dominée par les capacités latérales.

III. 2.10.2 Capacité grille-drain « Cgd »

Sur la figure (III-24) nous avons illustré les variations de la capacité grille-drain « Cgd», qui est la somme de la capacité intrinsèque « Cgdint » et la capacité latérale « Cgdl » , en fonction de la tension de drain « Vds » et de la tension de grille « Vgs » [expressions II-102, II-104, II-105, II-107, II-109 et II-110], toujours pour le composant « MESFET 1 » successivement.



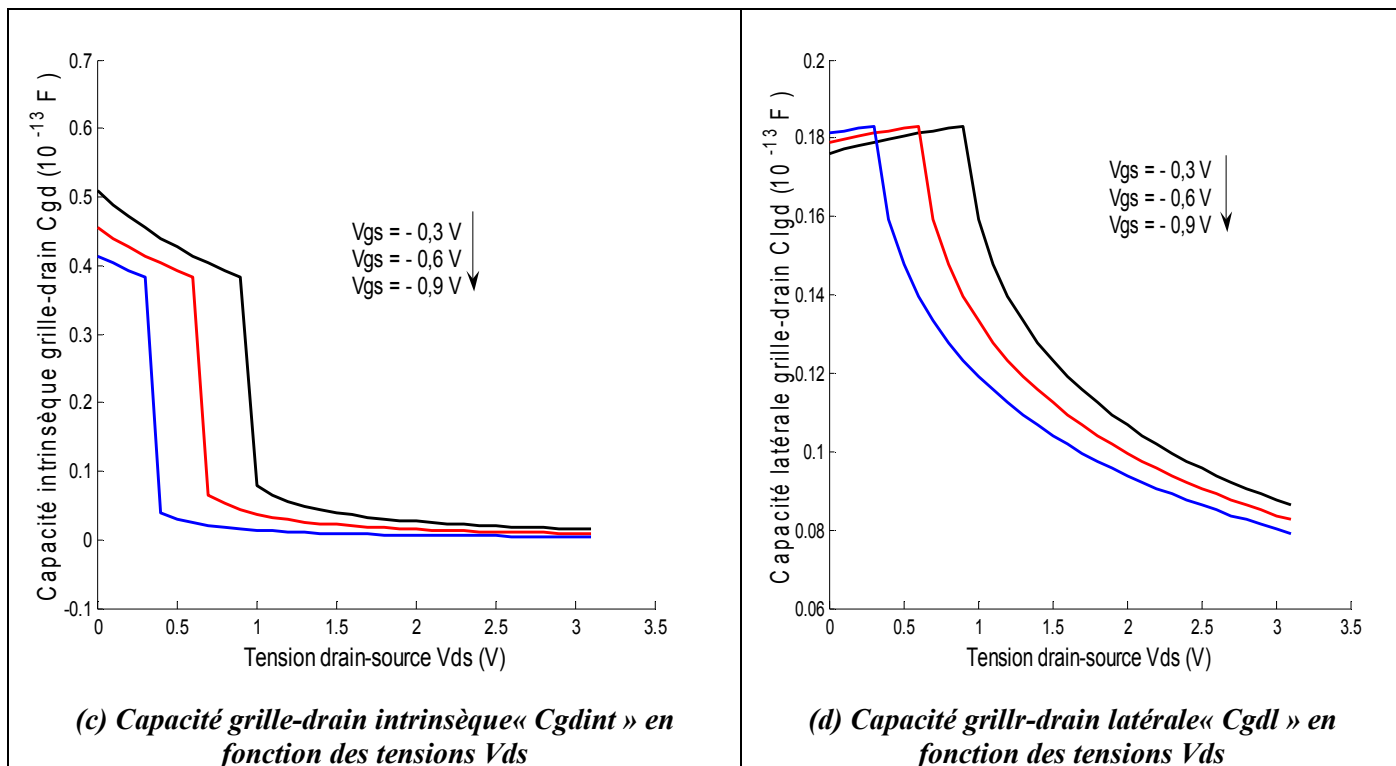


Figure III-24: Variation de la capacité grille-drain « C_{gd} » en fonction des tensions de polarisation pour le composant « MESFET 1 ».

Nous constatons que la capacité grille-drain « C_{gd} » décroît rapidement en régime linéaire avec l'augmentation de la tension « V_{ds} » puis nous voyons une nette décroissance de cette capacité en régime de pincement, alors qu'en régime de saturation, on note des variations faibles de cette capacité. D'autre part et comme la capacité grille-source « C_{gs} », nous avons remarqué la diminution de « C_{gd} » avec l'augmentation des valeurs absolues de la tension « V_{gs} ».

III. 2.10.3 Capacité totale de grille « C_{gT} »

En terminant cette analyse par la présentation de la capacité totale de grille « C_{gT} » qui est la somme des capacités « C_{gs} » et « C_{gd} », La variation de cette capacité de grille est déterminante pour la fréquence de coupure du composant. Les figures (III-25) et (III-26) illustrent les variations de cette capacité en fonction des tensions de polarisation.

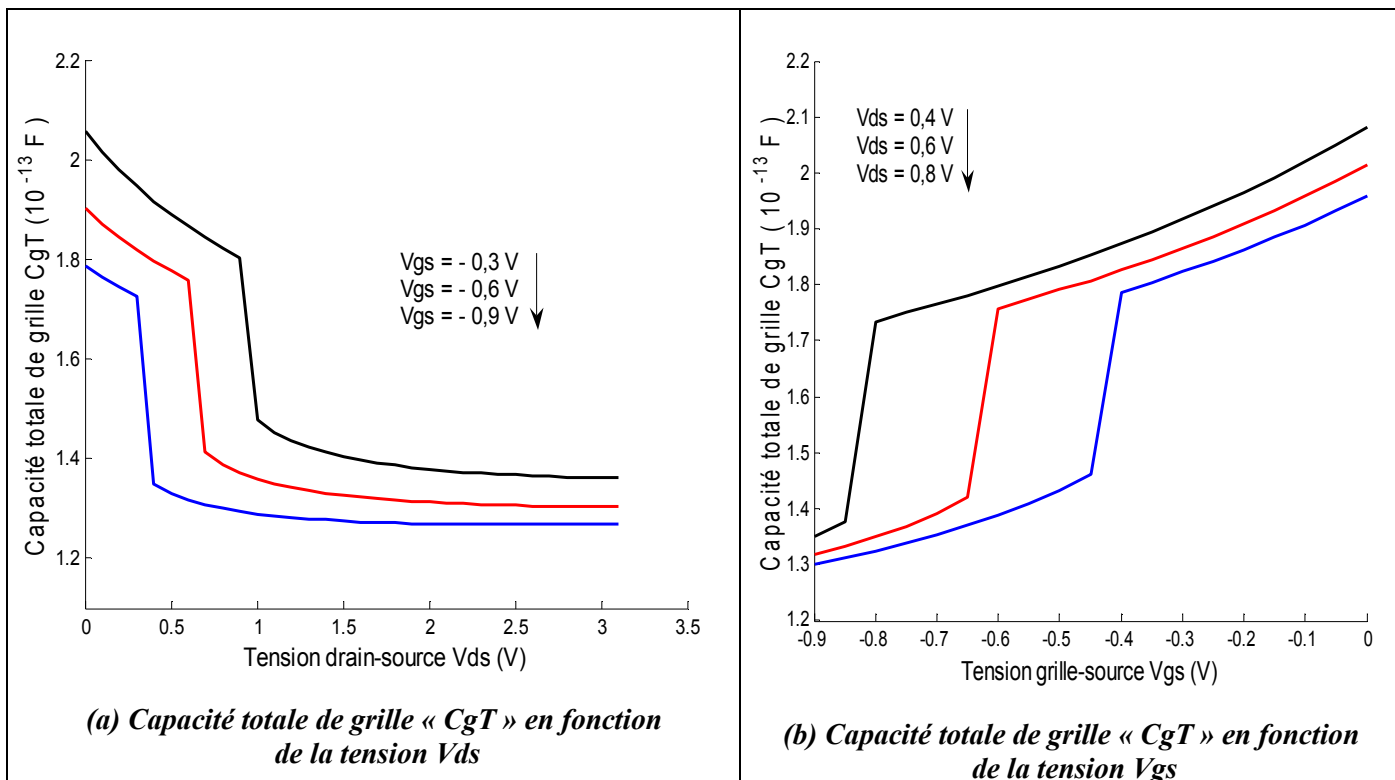


Figure III-25 : Variation de la capacité totale de grille « CgT » en fonction des tensions de polarisation pour le composant « MESFET 1 ».

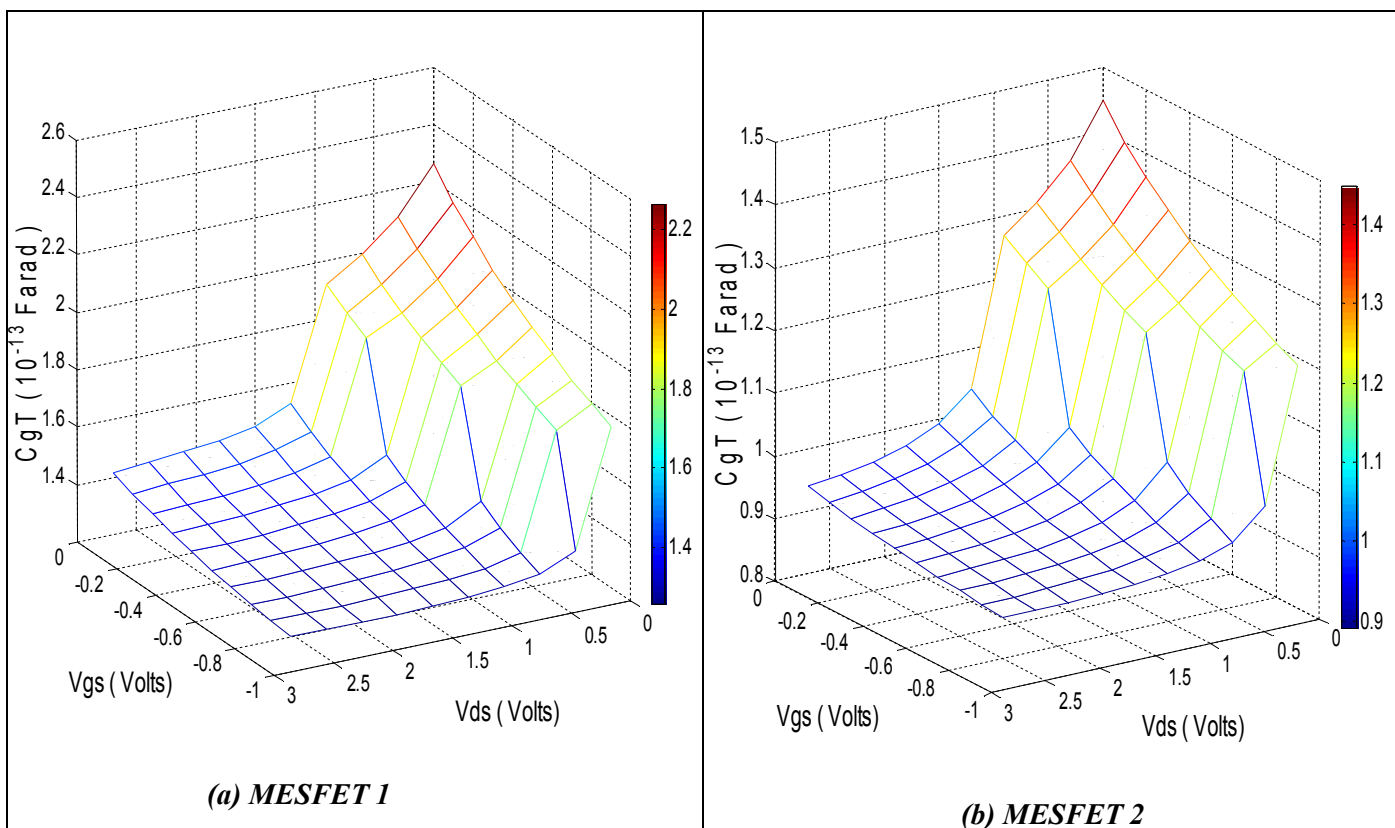


Figure III-26 : Capacité totale de grille « CgT » en fonction des tensions de polarisation Vds et Vgs pour les transistors Mesfet 1 et Mesfet 2.

La première remarque que nous faisons est le comportement de cette capacité, qui est presque le même que le comportement de la capacité « Cgs » et qui est de même ordre de grandeur, ceci explique que les variations de la capacité « Cgd » sont moins importantes que celles de la capacité « Cgs » surtout en régimes de pincement et de saturation. La deuxième remarque, nous constatons que la capacité totale de grille « CgT » devient plus importante pour le transistor « MESFET 1 » de longueur de grille ($L=1\mu\text{m}$) que le transistor « MESFET 2 » de longueur de grille ($L=0,5\mu\text{m}$), ceci explique que l'accumulation de la charge sous la grille du « MESFET 1 » est plus importante que celle du « MESFET2 ».

III. 2.11 Fréquences de fonctionnement

III. 2.11 .1 Fréquence de coupure

Pour calculer la fréquence de coupure dans les différents régimes de fonctionnement pour les deux transistors précédents, nous utilisons les expressions (II-122) et (II-124) établies dans les chapitres précédents.

Les figures (III-27) et (III-28) représentent les variations de la fréquence de coupure « f_t » en fonction de la tension de grille pour différentes tensions de drain.

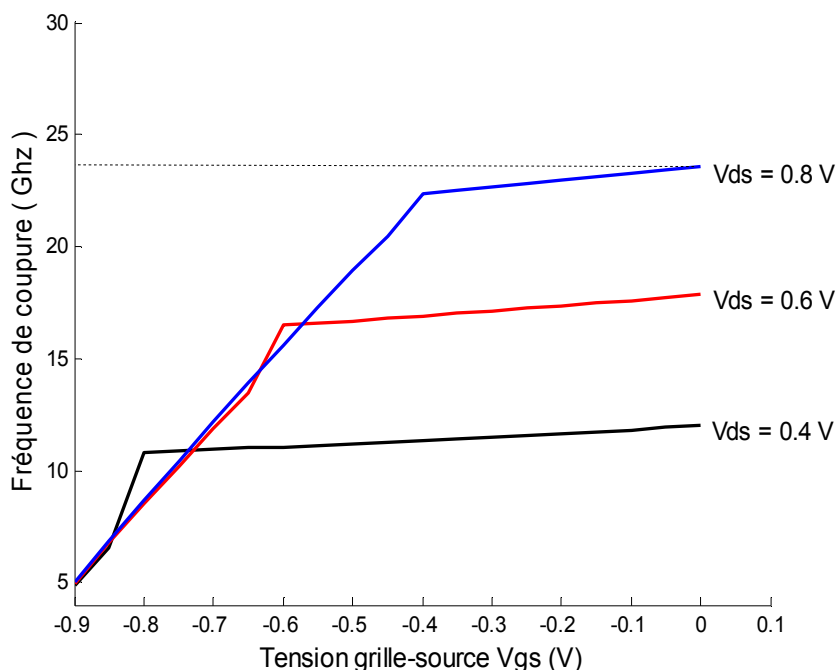


Figure III-27 : Variation de la fréquence de coupure pour le « MESFET 1 ».

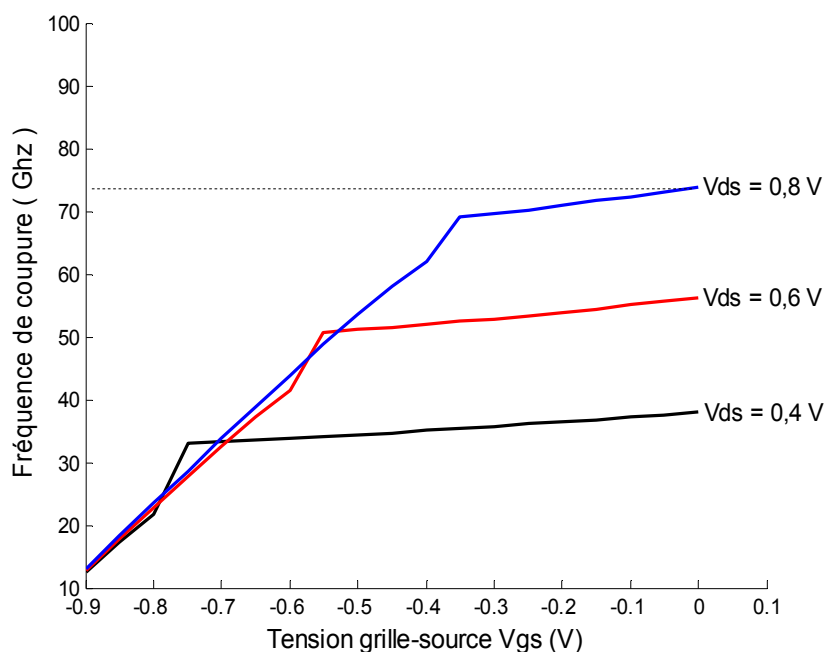


Figure III-28 : Variation de la fréquence de coupure pour le « MESFET 2 ».

On rappelle tout d'abord que la fréquence de coupure d'un composant est la fréquence limite de fonctionnement utile du composant. On constate ici que la fréquence de coupure en régime de saturation est plus importante que celle du régime linéaire. Nous voyons aussi que la fréquence de coupure augmente avec la tension de grille en régime linéaire, alors qu'en régime saturé elle décroît faiblement avec la diminution de la tension de grille, et elle marque une transition discontinue pour certaine valeur de « V_{gs} ». Enfin, on constate que la fréquence de coupure est d'autant plus grande dans le transistor « MESFET 2 » ($L=0,5 \mu\text{m}$; $f_t=75 \text{ GHz}$ à $V_{ds}=0,8 \text{ V}$) que la fréquence dans le transistor « MESFET1 » ($L=1 \mu\text{m}$; $f_t=24 \text{ GHz}$ à $V_{ds}=0,8 \text{ V}$).

III. 2.11 .2 Fréquence maximale d'oscillation

La variation de la fréquence 'Fmax' en fonction de la longueur de grille, pour le MESFET1 et le MESFET2, est illustrée par la Figure III-29 pour une tension drain-source $V_{ds}=1,4 \text{ V}$

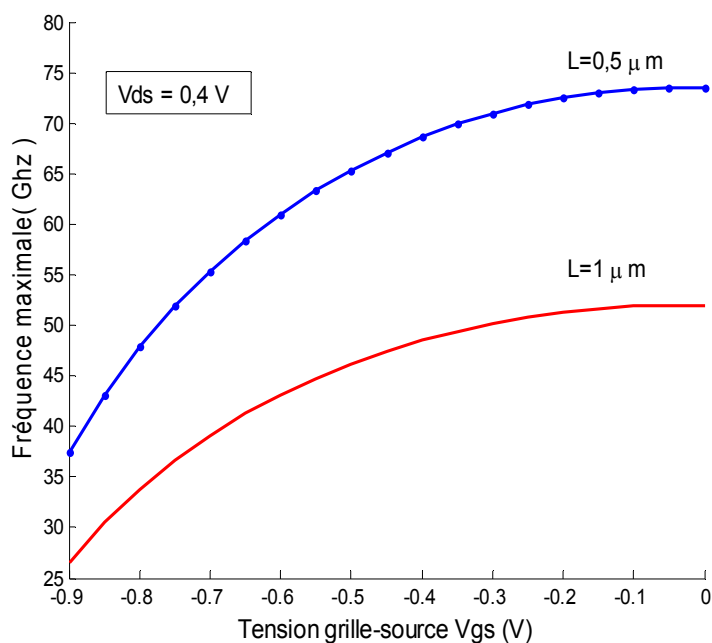


Figure III-29 : Variation de la fréquence maximale pour :

- MESFET 1 ($L=1 \mu m$)
- MESFET 2 ($L=0,5 \mu m$)

La fréquence maximale d'oscillation « f_{max} » augmente au fur et à mesure que la tension appliquée sur la grille diminue en valeur absolue, on remarque aussi que cette fréquence est plus élevée que la longueur de grille est réduite.

III. 2.12 Influence des paramètres g_m , g_d , C_{gs} et C_{gd} sur la fréquence de fonctionnement

Les figures III-29, III-30, III-31 et III-32 illustrent la variation de la fréquence de coupure « f_t » et la fréquence maximale d'oscillation « f_{max} » en fonction de la variation des paramètres électriques tels que la transconductance, la conductance de drain, les capacités C_{gs} et C_{gd} .

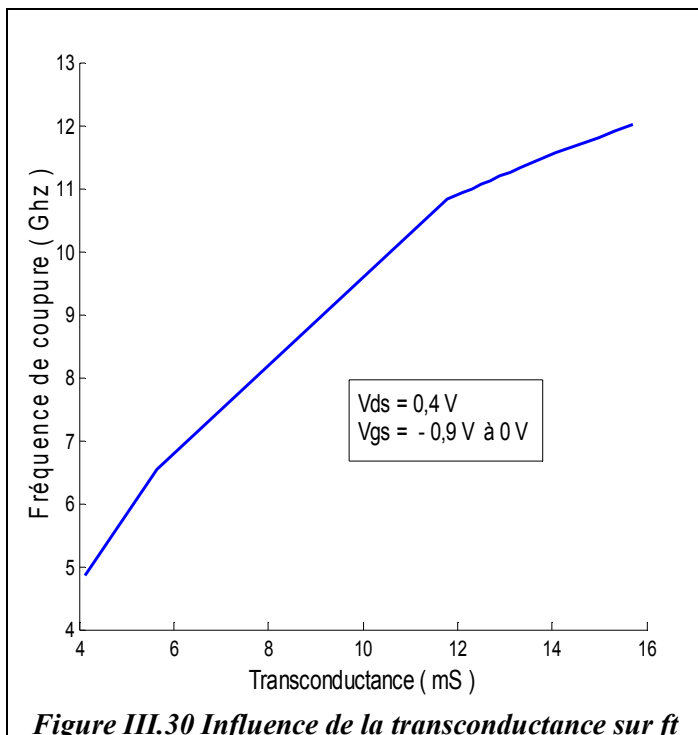


Figure III.30 Influence de la transconductance sur f_t

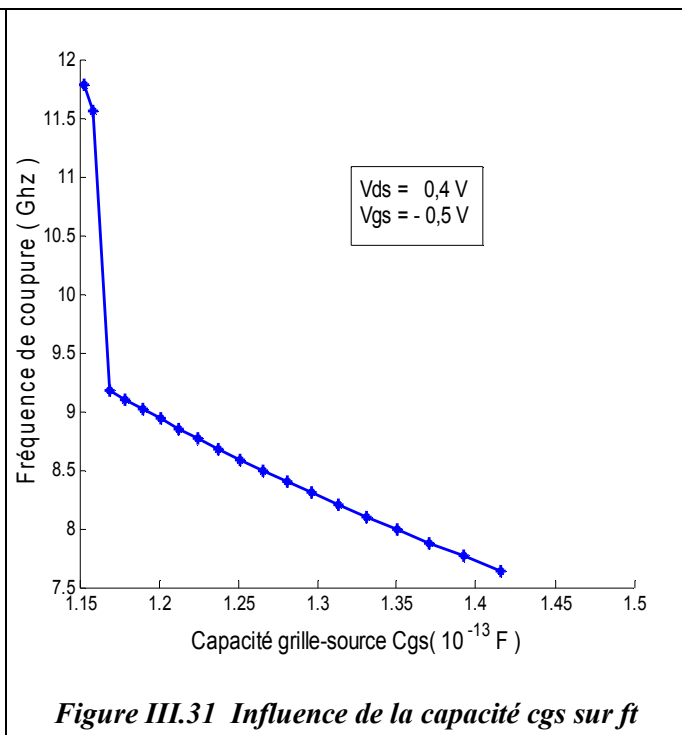


Figure III.31 Influence de la capacité c_{gs} sur f_t

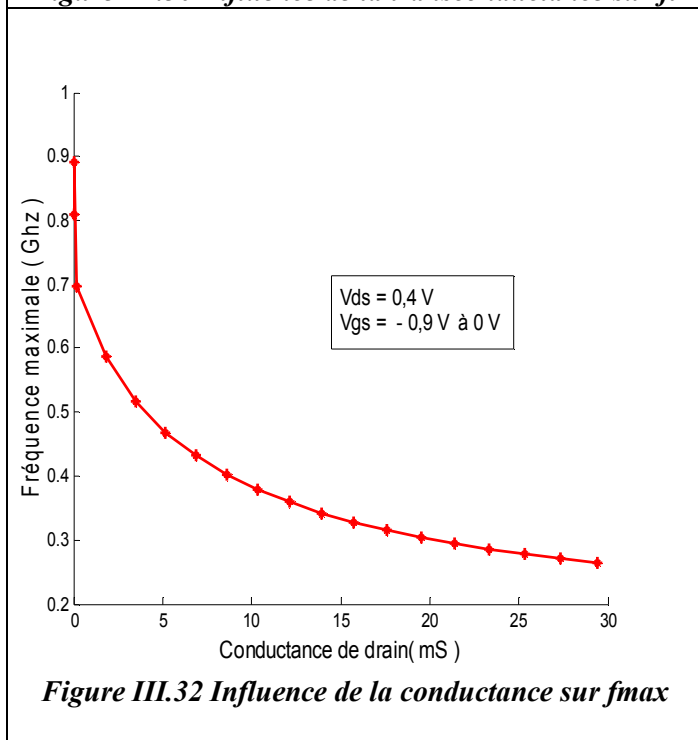


Figure III.32 Influence de la conductance sur f_{max}

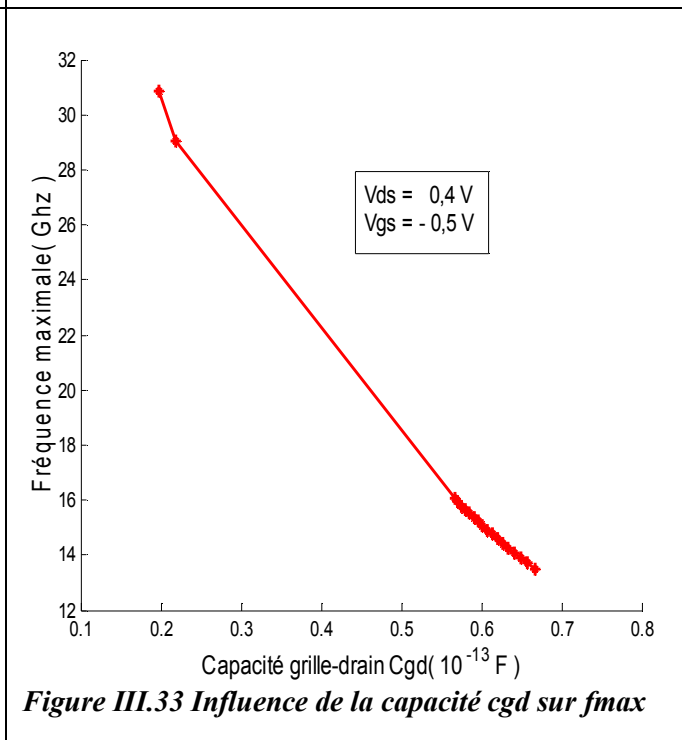


Figure III.33 Influence de la capacité c_{gd} sur f_{max}

La fréquence maximale « F_{max} » est sensible à l’augmentation de la transconductance « g_m ». Elle peut être améliorée par la simple réduction de la longueur du canal du dispositif, tout en restant vigilant devant l’apparition de niveaux de courants de fuites plus important pour des faibles longueurs de canal.

D’autre part la conductance de drain étant l’inverse la résistance drain-source « R_{ds} », cette résistance résulte de la contribution de la résistance de contact de drain et également la contribution

de la résistance de la zone résistive introduite par la zone d'extension. Une réduction de « g_d » aura pour effet une importante augmentation de la fréquence « f_{max} » .

La réduction de la capacité « C_{gd} » possède un impact positif à la fois sur « f_t » et « f_{max} ». Cette capacité, plus connue sous le nom de capacité de contre-réaction, provient du recouvrement grille/drain et détériore les performances petit signal. Cette capacité réduite par la diminution de la longueur de grille doit être la plus faible possible afin d'obtenir les meilleures performances.

Finalement la variation de la capacité « C_{gs} » joue un rôle important sur la fréquence de transition « f_t ». La réduction de cette capacité, peut être envisagée par la réduction de la longueur du canal comme l'illustre la figure III-34.

III. 2.13 Influence de la longueur de grille sur les paramètres g_m , C_{gs} et les fréquences f_t et f_{max}

Les figures (III-34), (III-35), (III-36) et (III-37) illustrent successivement : la variation de la capacité grille-source « C_{gs} », la transconductance « g_m », la fréquence de coupure « f_t » et la fréquence maximale d'oscillation « f_{max} » en fonction de la longueur de grille.

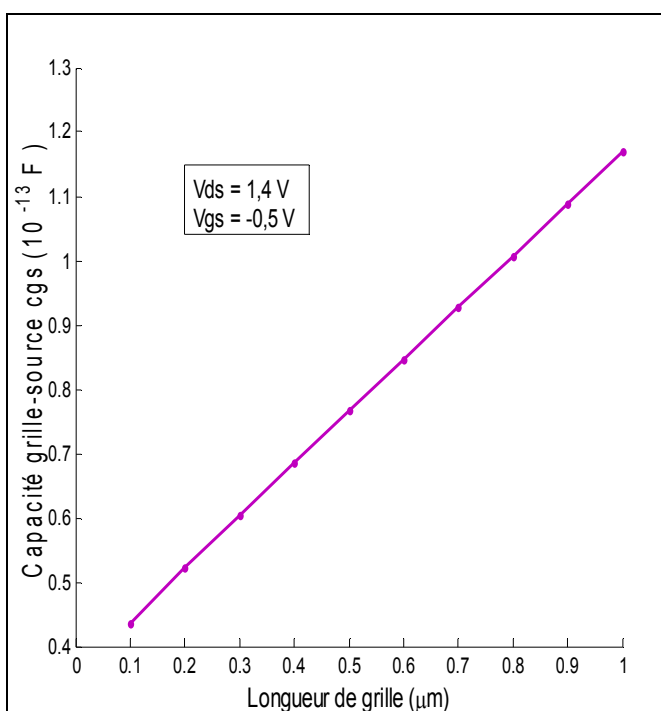


Figure III.34 Influence de la longueur de grille sur la capacité grille-source

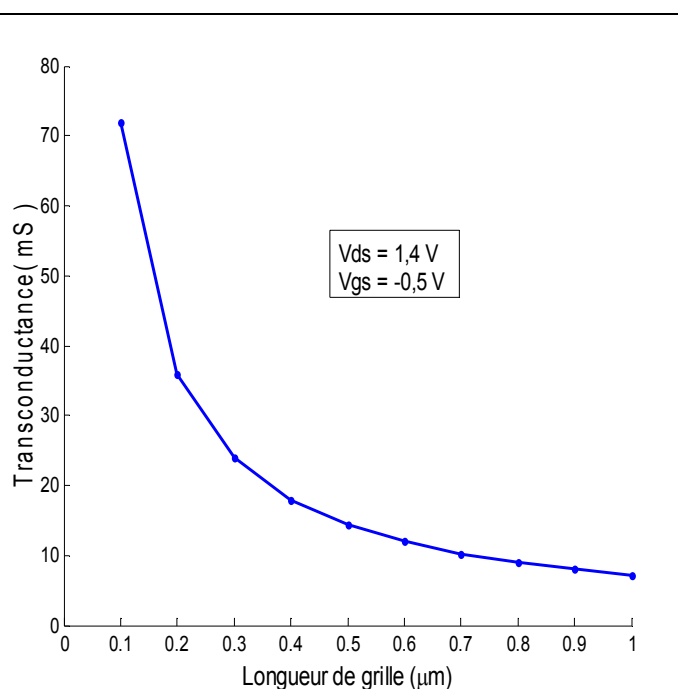
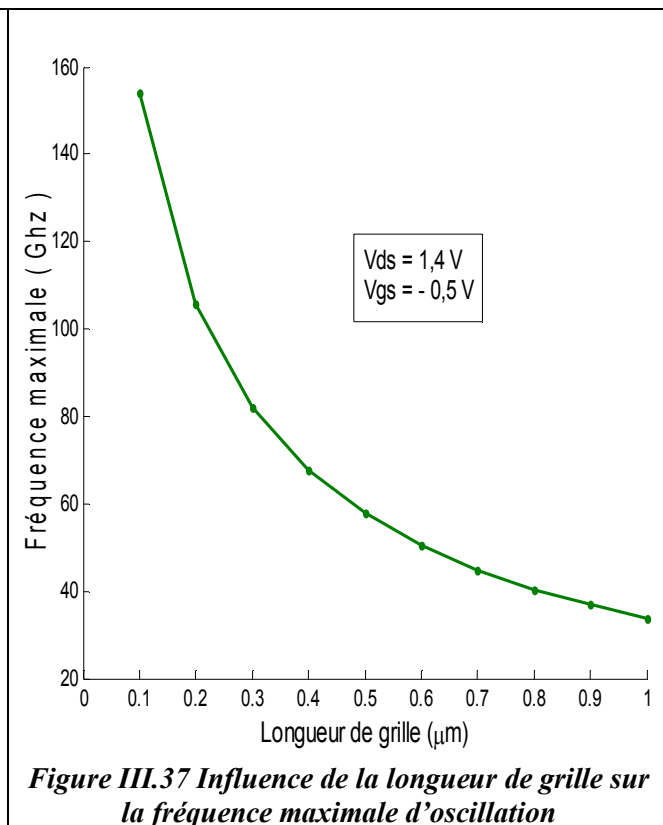
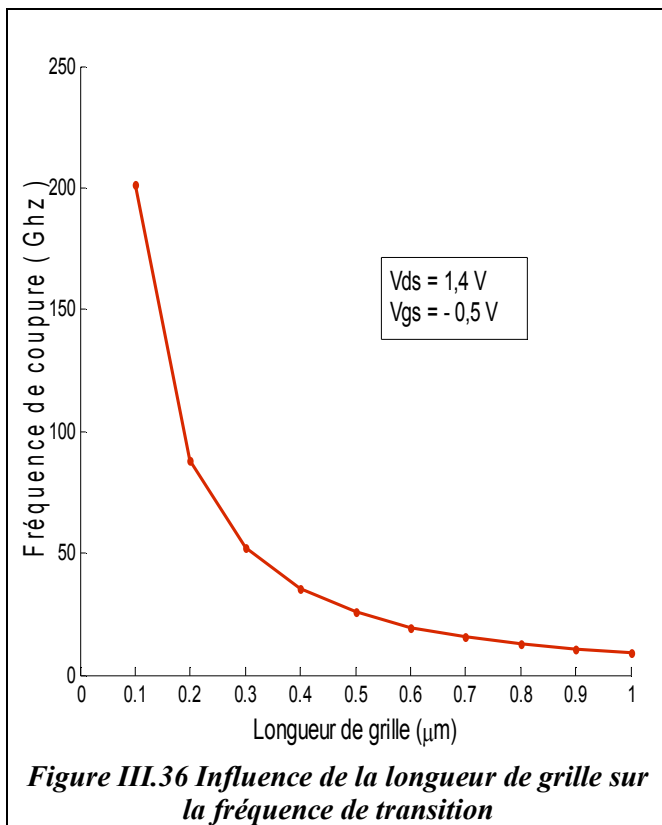


Figure III.35 Influence de la longueur de grille sur la transconductance



Sur ces figures, on confirme qu'en réduisant la longueur de grille, le transistor présente des caractéristiques beaucoup plus intéressantes, que ce soit en transconductance ou en fréquence. En effet, une réduction par 2 de la longueur de grille permet un gain de l'ordre de 50% sur la fréquence maximale d'oscillation « Fmax ».

III.3 OPTIMISATION DES CARACTERISTIQUES DU MESFET GaAs

L'analyse de l'influence des différents paramètres sur lesquels il est possible d'agir pour améliorer les performances du transistor MESFET nous a permis de déterminer les conditions que doivent remplir ces paramètres pour optimiser les principales caractéristiques Mesfet GaAs, à savoir : le courant disponible à la sortie I_d , la transconductance g_m , et la fréquence de fonctionnement f_t et F_{max} . A la lumière de cette étude et on utilisant les résultats du programme mis au point sous Matlab, nous définissons une structure technologique optimale.

III.3.1 Conditions sur les différents paramètres pour l'optimisation des caractéristiques

L'amélioration des performances électriques envisage une réduction de la longueur de grille (base de diminution du temps de transit) qui doit s'accompagner d'une mise à l'échelle des autres paramètres, notamment de l'épaisseur de la couche active et de son dopage. Le non respect des règles

de changement d'échelle entraîne l'accroissement de la conductance de drain « g_d » (effet de canal court) ce qui limite le gain intrinsèque g_m/g_d . Le « scaling » du MESFET pose cependant un problème délicat du fait des dopages élevés et du contrôle d'épaisseur de la couche active qu'il exige.

Outre le courant, la fréquence de fonctionnement représente une autre caractéristique électrique utilisée pour qualifier le fonctionnement d'un transistor. De ce fait la deuxième partie de la simulation s'intéresse aux paramètres influant sur le comportement électrique et qui sont les capacités grille-drain « C_{gd} », grille-source « C_{gs} », transconductance « g_m », conductance « g_d », et la résistance de grille « R_g ».

Les capacités « C_{gs} », « C_{gd} » et la résistance de grille « R_g » déterminent les fréquences de fonctionnement « f_t » et « f_{max} », leurs valeurs doivent être les plus faibles possibles afin d'atteindre des fréquences « f_t » et « F_{max} » les plus élevées, Ces capacités s'expriment en fonction des paramètres technologiques et géométriques de la structure tels que le dopage et l'épaisseur du canal, la longueur de grille, ainsi « C_{gs} » et « C_{gd} » peuvent être diminuer par la réduction des valeurs de ces paramètres.

La résistance de grille « R_g » dépend à la fois des conditions technologiques (valeur de la résistance carrée du matériau de métallisation) et géométrique (longueur et type de connexion de grille). Elle peut être modifiée en fonction du design choisi et ainsi permettre sa réduction afin d'obtenir une fréquence « F_{max} » optimale.

Aussi la hausse de température dégrade les performances en fréquence du transistor MESFET GaAs. Ceci est dû au fait que la température influe sur la mobilité des électrons ainsi que sur leur vitesse de saturation.

III.3.2 Définition d'une structure optimale

Compte tenu de la discussion précédente, il semble donc que le bon compromis soit un transistor présentant un courant de sortie et une transconductance maximaux et fonctionnant à des fréquences élevées. Nous allons rechercher les solutions technologiques qui permettent de les réaliser.

❖ Réduire la longueur de grille 'L' et la largeur de la couche active 'a' :

Le défi consiste à trouver des solutions pour continuer à diminuer la longueur de la grille des transistors. La réduction de cette longueur suit des règles strictes qu'on appelle les lois d'échelle, et doit s'effectuer en réduisant, en même temps que la taille, d'autres paramètres géométriques, électriques et physiques afin de préserver les bonnes caractéristiques électriques des transistors La course à la miniaturisation au-delà du nœud 45 nm nécessite l'introduction de nouvelles technologies,

dans le but de poursuivre la loi de Moore. L'introduction de nouveaux matériaux sera nécessaire dans le futur.

❖ **Augmenter la mobilité des porteurs et la concentration du dopage**

- Utiliser des techniques de dopage qui minimise le désordre cristallin engendré par les chocs entre les ions incidents et les atomes du matériau, autrement les défauts engendrés augmentent les probabilités de collision, et diminuent la mobilité des porteurs de charge.
- Utiliser une concentration de dopage plus au moins important (de 1.10^{17} à 2.10^{17} atm/cm^3) pour ne pas dégrader la mobilité des porteurs.
- Utiliser des matériaux de forte mobilité (InGaAs ou InAs) pour la réalisation de la couche active du composant.

❖ **Réduire la capacité grille-drain 'Cgd'**

Dans de nombreux cas la valeur de la capacité Cgd est déterminée en grande partie par la capacité formée par le bord de la métallisation de la grille coté drain et le bord du canal. Il faut donc écarter la fin de la grille et la fin du canal coté drain

❖ **Réduire la conductance 'gd'**

La conductance de drain est liée à l'injection des porteurs dans le substrat lorsque la tension Vds croît. Lorsque l'on utilise une couche tampon en GaAs peu dopée, on voit malheureusement que les conditions (augmenter et diminuer « L ») qu'il faut respecter pour augmenter f_t et g_m , provoquent un accroissement de g_d - il faut donc pour diminuer g_d trouver d'autres solutions qui peuvent être :

- soit d'utiliser une couche tampon en AlGaAs ou en semiconducteur type P pour empêcher l'injection des porteurs compte tenu de la tension de potentiel qui apparaît entre la couche tampon et la couche active;
- soit d'augmenter la distance fin de grille-fin du canal coté drain de façon à constituer une zone présentant un courant drain élevé une impédance élevée compte tenu de la saturation de la vitesse des porteurs.

❖ Réduire la résistance de grille 'Rg'

La résistance d'accès de grille « Rg » intervenant en hyperfréquences dépend à la fois des conditions technologiques (valeur de la résistance carrée du matériau de métallisation) et géométrique (longueur et type de connexion de grille). Elle peut être modifiée en fonction du design choisi et ainsi permettre sa réduction afin d'obtenir une fréquence « Fmax » optimale.

En effet, la résistance « Rg » donnée par la relation I-8, dans laquelle « ρ » est la résistivité du métal et « h » la hauteur de métallisation, peut être diminuée en utilisant généralement des matériaux de faible résistivité tels que l'or ou l'aluminium.

Malheureusement il est difficile en pratique de déposer, par des méthodes simples, des hauteurs « h » supérieures à « 2 L ». La seule possibilité de ne pas trop augmenter Rg lorsque la longueur de grille « L » diminue réside donc dans l'utilisation d'une technologie de grille T ou en Y présentant pour un « L » donnée une section largement supérieure à « L² ».

❖ Réduire les résistances parasites 'Rs' et 'Rd'

La zone sous les électrodes de source et de drain est fortement dopée afin de diminuer la valeur des résistances de contact et donc celle des résistances d'accès.

❖ Diminuer les effets thermiques

Tout composant semi-conducteur est sujet aux problèmes d'auto-échauffement lorsqu'il est soumis à des contraintes électriques. Afin de diminuer l'échauffement des porteurs à l'entrée du canal, il faut ramener une zone très conductrice le plus près possible du canal conducteur pour que même à courant drain élevé l'énergie initiale des porteurs à leur entrée dans le canal soit aussi faible que possible.

Il est tout de même possible de diminuer l'auto-échauffement avec des drains thermiques. (Extraire la chaleur et l'évacuer loin de la zone active en ajoutant un pont donc les calories sont évacuées par le drain thermique mais devront retraverser le substrat par les trous métallisés pour être dissipée au niveau de la face arrière).

Cependant, à cause de la grande résistivité, et donc la faible conductivité thermique du substrat GaAs, ce dernier ne permet pas l'évacuation rapide de la chaleur du composant, ce qui entraîne un échauffement de celui-ci. Alors des transistors pouvant supporter des températures élevées fabriqués à base de semi-conducteurs à large bande interdite tel GaN et SiC sont proposés car ces matériaux possèdent une conductivité électrique importante et donc une conductivité thermique importante.

III.4 CONCLUSION

Cette étude a permis de mettre en évidence l'influence de divers paramètres sur le comportement du MESFET sur GaAs .Nous avons montré que les meilleures performances de ce composant sont obtenues pour une épaisseur faible de la couche active, pour des longueurs de grilles réduites (grilles submicroniques) et pour un canal fortement dopé.

L'amélioration générale des performances électriques du transistor MESFET GaAs passe avant toute chose par l'amélioration de la qualité des matériaux et en particulier des substrats, le choix correct de la géométrie de la structure, ainsi que les procédés technologiques de réalisation des composants à effet de champ.

CONCLUSION GENERALE

Le travail que nous venons de présenter est consacré à l'optimisation des caractéristiques du transistor MESFET GaAs . Dans un premier temps, nous avons rappelé le principe de fonctionnement du composant tout en définissant l'ensemble des équations qui régissent les phénomènes physiques liés au transport de charges dans le transistor MESFET GaAs. Suivi par une modélisation basée sur la résolution bidimensionnelle de l'équation de Poisson par la technique de Green, avec une prise en considération des effets des paramètres physiques et géométriques et les éléments parasites sur les caractéristiques de sortie.

Et afin de mieux cerner les paramètres critiques qui influencent l'amélioration des performances du composant, nous avons présenté une étude sur les différents paramètres intervenant dans le fonctionnement en vue de quantifier leurs effets sur les caractéristiques électriques et fréquentielles. Pour des applications de puissance, un maximum de courant de sortie est souhaitable ; alors que pour une utilisation dans le domaine des hyperfréquences, le transistor doit opérer à des fréquences élevées. Pour réaliser ces conditions, les différentes expressions des caractéristiques statiques courant tension « I-V », capacité tension « C-V », la conductance de drain « g_d », la transconductance « g_m », fréquence de coupure « f_t » et la fréquence maximale d'oscillation « f_{max} » ont été établies et implantées dans un logiciel de simulation. Les résultats ainsi obtenus ont permis de mettre en évidence l'influence des divers paramètres sur le comportement du MESFET sur GaAs . Nous avons divulgué que les meilleures performances de ce composant sont obtenues pour une épaisseur faible de la couche active, pour des longueurs de grilles réduites (grilles submicroniques) et pour un canal fortement dopé. En effet les tests de simulation sur deux transistors de paramètres différents montrent que les valeurs du courant drain source et celles des fréquences de coupure du MESFET2 (de dimensions réduites) sont très élevées par rapport à celle du MESFET1.

Finalement, la possibilité de réduire encore dans le futur les dimensions des composants électroniques nous semble dépendre au moins autant de la maîtrise de la technologie de réalisation de ces composants que de la possibilité de bien contrôler l'ensemble des phénomènes associés aux propriétés du composant MESFET GaAs.

Ce travail peut être complété par une modélisation dynamique qui permet d'accéder aux paramètres caractéristiques du régime petit signal.

Références Bibliographiques

1. Rachid Khelil "Étude d'un gaz bidimensionnel d'électrons dans des hétérostructures AlGaAs/GaAs par des mesures courant-tension et bruit basses fréquences en température". Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne-Ardenne, 2005.
2. Benbouza Mohamed Salah "conception assistée par ordinateur des circuits intégrés MESFET GaAs " Thèse de doctorat Université Batna,
3. Yaser A. Khalaf " Systematic Optimisation Technique for MESFET Modeling" Thèse de doctorat , Université Virginia , 2000
4. C.A.Mead "Schottky barrier gate field effect transistor". Proceedings of the IEEE 54 (2): 307–308. (Feb. 1966).
5. JC.Michel "cours: Les transistors à effet de champ", <http://JC.Michel.free.fr>
6. Renuka P. Jindal "Compact Noise Models for MOSFETs" IEEE Transactions On Electron Devices, Vol. 53, NO. 9, September 2006 .
7. Henry Mathieu " physique des semiconducteurs et des composants électroniques" Edition Masson (2004).
8. Nicolas Dubuc "Modélisation Electrothermique de transistors MESFET SiC et optimisation d'une architecture Doherty pour l'amplification de puissance à haut rendement" Thèse doctorat d'état, Université de Limoges , 2003
9. W. Aliouat "Etude des propriétés des transistors à effet de champs à grille Schottky à l'Arséniure de Gallium "Thèse de Magistère, université de Constantine, 2006
10. Audrey Philippon – Martin ” Étude d'une nouvelle filière de composants sur technologie nitrure de gallium. Conception et réalisation d'amplificateurs distribués de puissance large bande à cellules cascades en montage flip-chip et technologie MMIIC. " Thèse de doctorat , Université de LIMOGES, 6 décembre 2007.
11. Mohammed Laredj " modélisation électrothermique de transistors en technologie gan " mémoire de maîtrise l'école de technologie supérieure Montréal, le 25 mars 2011
12. S. M. Sze " semiconductor devices physics and technology "Edi J. Willy and sons, New York 1985.
13. J. Graffeuil, I. Odergon " Application des MESFET's GaAs ", Edition Eyrolles 1984.
14. J. L. Cazaux, J. Graffeuil " Optimisation du profil de dopage d'un MESFET réalisé par implantation ionique " Revue Phys. Appl. 21 (1986) 139-149
15. S. P. Chin, G. Y. We "A new two dimensional model for the potential distribution of short gate length MESFET's and its applications ", IEEE Tran. Elec Dev, Vol 39, N°8, pp 1928-1937, 1992.
16. S.Khemissi " modélisation non linéaire des composants a effet de champ " Thèse de doctorat Université Constantine, 2009
17. Hilde Muller et Jan Nicolas Myklebust "Les composants actifs hyperfréquences" www.etud.insa-toulouse.fr/~sroy/cce/Transistors_HF.doc
18. Jacques Vanbremeersch et All " Optimisation théorique et expérimentale des caractéristiques géométriques et électriques du transistor à effet de champ à grille submicronique" Annal de télécommunication 45 ,N° 5-6, 1990.

19. A. LALOUE "Modélisation non linéaire distribuée des transistors à effet de champ: application à l'analyse de la stabilité des transistors et des caractéristiques en bruit dans les circuits MMIC" Thèse de doctorat, Université de Limoges, France 2001.
20. C Charbonniaud "Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l'amplification de puissance micro-onde" Thèse de doctorat, Université de Limoges, France 2005.
21. Y. Ohno, and All "Surface states effects on GaAs FET electrical performance", IEEE Tran. El. Dev. Vol 46, N°1, 1999.
22. A. Wakabayashi, Y. Mitani, K. Horio "Analysis of gate-lag phenomena in recessed-gate GaAs MESFET's", IEEE Tran. El. Dev. Vol 49, N° 1, 2002.
23. K. Shenai, R. W. Dutton "cannel buffer interface phenomena in GaAs MESFET's fabricated by molecular beam epitaxie", IEEE Tran. El. Dev, Vol 35, N° 5, 1988.
24. J.R. Tellez, T.A. Mediavilla, A. Tazon "Characterization thermal and frequencies distortion effects in GaAs MESFET devices", IEEE Tran. M.T.T, Vol 49, N°7, 2001.
25. K. Friche, H. Hartnagel, R. Schutz et al, "A New GaAs Technology for stable FETs at 300°C", IEEE Electron Device Letters, Vol. 10, No 12, pp. 577, 1989.
26. F.H. Shoucair et P.K. Ojala, "High-Temperature Electrical characteristics of GaAs MESFETs 25-400°C", IEEE Trans. Electron Devices, Vol. 39, No 7, p. 1551, 1992.
27. C Lungli, T M Barton, R E Miles "Avalanche breakdown and surface deep level trap effect in GaAs MESFET's", IEEE Tran. Elec Dev. Vol 39, N° 2, 1992.
28. W. Schockley, "A unipolar field effect transistor" Proceedings of the IRE vol. 40, 1962, pp. 1365 – 1376
29. TAMOUM Mohammed "Caractérisation Fine et Modélisation Non-Linéaire des Transistors MOSFET " Thèse de doctorat UNIVERSITE Setif 2013
30. Micheal Shur , "GaAs Devices and circuits" Microdevices Hard cover – August 31, 1987
31. McCamant, A.J.; McCormack, G.D.; Smith, D.H, IEEE Transactions Volume: 38 Issue:6, Jun 1990
32. Noor Muhammad Memon ; Thèse de doctorat, université Islamabad Octobre 2008 ,
33. Memon N. M. ; Ahmed M. M. ; Rehman F. Solid-state electronics vol. 51, no3, 2007.
34. M_rkan altay "comparison and evaluation of various Mesfet models" master of science ,middle east technical university ,march 2005
35. S. Nakajima, and All " High performance GaAs MESFET with advanced LDD structure for digital analogue and microwave application ", IEEE Tran. El. Dev, Vol 16, N°1, 1999.
36. Olivier VANBESIEN "Modèles linéaires et non linéaires des composants actifs pour la CAO hyperfréquences" Cours DESS, septembre 2003.
37. Sandra DE MEYER "Etude d'une nouvelle filière de composants HEMTs sur technologie nitrure de gallium. Conception d'une architecture flip-chip d'amplificateur distribué de puissance à très large bande "Thèse de doctorat, Université De Limoges Année : 2005
38. [Gilles DAMBRINE & Sylvain BOLLAERT, "Composants à Semi-conducteurs pour Hyperfréquences ", Technique de l'Ingénieur, E 2810, pp. 1-23, Novembre 2007.
39. Samira .Bouزيد " réalisation et caractérisation de transistors HEMTs GAN pour des applications dans le domaine millimétrique" Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 2013

40. Jean lois cazaux " analyse des propriétés électriques du transistor à effet de champs en arséniure de gallium à profil de dopage non uniforme " ; Thèse de doctorat , Université de Toulouse, 2005.
41. FAYCAL DJEFFAL "Modélisation et simulation prédictive du transistor MOSFET fortement submicronique, Application à la conception des dispositifs Intégrés" Thèse de doctorat, Université de Batna, 2006.
42. Francis HUIN "Etude des formes d'ondes permettant une optimisation des performances des amplificateurs de puissance. Application à la conception d'amplificateurs, à faible tension de polarisation, pour les communications mobiles" Thèse de doctorat , Université de LIMOGES, 2001
43. O. Baunnaud " composant à semiconducteur de la physique du solide aux transistors" ellipses. France 2006.
44. Christophe KOLANOWSKI, "Conception, Réalisation et Analyse de Mélangeurs Millimétriques en Technologies Hybride et Intégrée Utilisant des Transistors à Effet de Champ HEMT de Type Monogrille et Bigrille ", Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France, Mars 1996
45. S.Khemissi, and C.Azizi "A Two-Dimensional Analytical Modeling of the Current-Voltage Characteristics for Submicron Gate-Length Ga As MESFET's" International Journal of Engineering & Technology IJET-IJENS Vol:12 No:04 (2012)
46. Z. Ouarch "Caractérisation et modélisation des effets de pièges et thermiques des transistors à effets de champ sur AsGa. Application à la simulation de la dynamique lente des circuits non-linéaires microondes ", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, France 1999.
47. S. Amourache "Modélisation et caractérisation non- linéaire des transistors à effet de champ à barrière Schottky à l'arséniure de gallium MESFET GaAs " Thèse de Magister Université de Constantine 1999.
48. C. KENZAI , M. ZAABAT , Y. SAIDI AND A. KHITER "modélisation des caractéristiques du GaAs Mesfet " ACTA PHYSICA POLONICA Vol. 98 (2000) No. 6 pp:762-774
49. S.mellal « Influence des paramètres physiques et géométriques du transistor à effet de champ MESFET GaAs », MEMOIRE Magister,2008
50. S. P. Murray, K. P. Roenker, " an analytical model for SiC MESFETs ", Solide State Electronics, Vol 46, pp 1495- 1505, 2002.
51. [36]: S. BOSE and all "A complete analytical model of GaN MESFET for microwave applications "Microelectronics journal 32 (2001) 983-990.
52. N.Merabtine ,S amourache et all "New nonlinear model to determinate Cgs and Cgd capacities of GaAs MESFET" semi conductor physics, Quantum Electronics et Optoelectronics, V6 N°3 Pages 404-410, 2003
53. Charles TEYSSANDIER "Contribution à la modélisation non-linéaire de transistors de puissance HEMT Pseudomorphiques sur substrat AsGa : Analyse des effets parasites " Thèse de doctorat , L'UNIVERSITE DE LIMOGES , le 6 Mars 2008
54. C. Azizi "Le transistor hyperfréquence à effet de champ à l'arséniure de gallium : modèle mathématique pour la conception assisté par ordinateur des circuits non linéaire".thèse doctorat d'état, Univ Paul Sabatier, Toulouse, France 1981.

55. T.Ytterdal, M.Hur , M.Shur, H.Park , Tsai and W.C.B Peatman “ High- temperature characteristics of two dimensional MESFETs” IEEE Elect . Dev . lett , vol 17n° 5 pp 214 - 216 May 1966 .
56. C.Azizi, Benbouza, Khemissi, Merabtine " Influence des paramètres technologiques sur les caractéristiques I-V du transistor MESFET GaAs à grille courte" Sciences et technologie B- N° 24 Décembre 2005.
57. C.AZIZI and All .5th Tunisian International Conference: Sciences of Electronic,Technologies of Information and Telecommunications ,March 22-26, 2009 .
58. Dorothée MULLER "optimisation des potentialités d'un transistor LDMOS pour l'intégration d'amplificateur de puissance Rf sur silicium" thèse doctorat, Université de limoges, 2006.
59. S.Mellal and All "Influence of the two-dimensional analysis on the Mesfet transistor characteristics "Journal of Electron Devices, Vol. 20, 2014, pp. 1724-1728

Titre : Optimisation des caractéristiques des transistors à effet de champs à l'arséniure de gallium à grille Schottky MESFET GaAs

Résumé :

Au cours de cette étude on a développé une approche de modélisation statique du transistor Mesfet GaAs basée sur une analyse bidimensionnelle du potentiel dans la zone d'activité sous la grille qui donne un véritable rapprochement des caractéristiques du composant.

Le calcul des expressions des principales caractéristiques, décrivant le comportement du composant, nous a permis de mettre en évidence l'influence des divers paramètres intervenant dans le fonctionnement en vue de quantifier leurs effets sur les caractéristiques électriques du Mesfet. Cette analyse est accomplie en s'appuyant sur un logiciel de simulation basé sur les expressions analytiques développées précédemment.

Les résultats obtenus ont montré que les meilleures performances de ce composant sont obtenues pour une épaisseur faible de la couche active, pour des longueurs de grilles réduites (grilles submicroniques) et pour un canal fortement dopé. L'optimisation de ces paramètres est étroitement liée à l'accroissement des performances des circuits logiques et analogiques.

L'amélioration générale des caractéristiques électriques du transistor MESFET GaAs passe avant toute chose par l'amélioration de la qualité des matériaux utilisés, la géométrie de la structure ainsi que la technologie de réalisation.

Mots clés : Transistor MESFET GaAs, Optimisation, Caractéristiques statiques, Paramètres électriques.

Title: Optimization of the characteristics of field effect transistors GaAs MESFET

Abstract:

In this study we developed an analytical model of static properties of the GaAs MESFET, taking into account the two-dimensional distribution of the electric field under the load space that gives a true approximation of the component characteristics.

The calculation of expressions of the main features, describing the component behavior, allows us to highlight the influence of various parameters involved in the functioning in order to quantify their effect on electrical characteristics of the MESFET. This analysis is performed on the basis of simulation software based on analytical expressions developed earlier.

The results obtained showed that the best performances of this component are obtained for a small thickness of the active layer, for short gate lengths (submicron grids) and a heavily doped channel. The optimization of these parameters is closely linked to increase the performance of logic and analog circuits.

The general improvement in electrical performance of the transistor MESFET GaAs passes foremost by improving the quality of materials used, the geometry of the structure and the realization technology.

Keywords: *Transistor GaAs MESFET, Optimization, Static characteristics, Electrical parameters.*

العنوان : استخراج الخصائص المثالية للمركبات ذات الأثر الحقلية MESFET GaAs**ملخص:**

خلال هذه الدراسة قمنا بصياغة نموذج تحليلي للخصائص السكونية لصمام العبور MESFET GaAs ، حيث اعتمدنا على التوزيع ثنائي للشحنة في المنطقة الفعالة للترانزيستور ، الشيء الذي سمح بإعطاء تقريب فعال للخصائص الحقيقية للمركب.

حساب عبارات الخصائص الرئيسية التي تصف سلوك المركب، سمح لنا بتسليط الضوء على تأثير مختلف المعلمات المشاركة في التشغيل من اجل التقدير الكمي لتأثيرها على الخصائص الكهربائية للمقفل MESFET. اعتمدنا في هذا التحليل على برنامج محاكاة أنشئ على أساس العبارات الرياضية التي وضعت سابقا.

أظهرت النتائج أن أفضل أداء لهذا المكون يتم الحصول عليه بتصغير سمك الطبقة النشطة، خفض طول البوابة (اقل من مكرون) ورفع مستوى الشوائب في القناة. ويرتبط إيجاد القيم المثلى لهذه المعلمات ارتباطا وثيقا بزيادة أداء الدارات منطقية والتناظرية.

إن التحسن العام في الأداء الكهربائي للمقفل MESFET GaAs يمر قبل كل شيء من خلال تحسين نوعية المواد المستخدمة، الشكل الهندسي للهيكل وتكنولوجيا الصنع.

الكلمات المفتاحية: صمام العبور MESFET GaAs، الخصائص السكونية، الخصائص المثالية، المعلمات الكهربائية.