

N° d'ordre :



جامعة محمد بوضياف - المسيلة
Université Mohamed Boudiaf - M'sila
كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie
قسم الإلكترونيك
Département d'Electronique



MEMOIRE DE MASTER

Présenté par : BOUCHENAK Said

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

FILIERE : ELECTRONIQUE

**OPTION : INSTRUMENTATION ET MAINTENANCE
INDUSTRIELLE**

Thème

**CARACTERISATION D'UN TRANSISTOR
MESFET DOUBLE GRILLE**

Soutenue le : 08.06.2015 devant le jury composé de :

ZOUACHE Tarek	M.A.A - Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
BAKHTI Haddi	M.A.A - Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Encadreur
BENTOUMI Miloud	M.A.A - Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examinateur
SAADA KHELKHAL Fayçal	M.A.A - Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examinateur

Promotion : Juin 2015

Résumé

Pendant que les transistors FETs à base des matériaux III-V montrent quelques mérites très attractifs et tangibles, il existe de nombreux défis difficiles à surmonter avant qu'ils deviendront applicables pour future composant à grande vitesse de commutation et les applications numériques à faible puissance. Si les problèmes sont certainement résolus, les matériaux III-V peuvent jouer un rôle majeur avec le Si dans les futurs dispositifs logiques et analogiques fortement submicroniques.

La technologie du transistor MESFET à base de GAN domine très largement le marché des circuits logiques et prend de plus en plus d'essor en circuits analogiques.

Ce travail présente le principe des techniques évolutionnaires et leurs applications dans le domaine de la modélisation et la simulation des composants électroniques fortement submicrométriques.

Notre principal objectif est de développer une structure optimale du transistor MESFET à double grille en se basant sur une technique d'optimisation.

Mots clés : Semi-conducteur , transistor bipolaire , GaN MESFET, double grille, Structure optimale.

Abstract

While III-V-based FETs show some very attractive and tangible merits, there exist many difficult challenges to overcome before they will become applicable for future high speed and low-power logic applications. If the problems are indeed solved, III-V materials can play a major role along with Si in future logic and analog deep submicron devices.

The technology of GaN MESFET largely dominates the market for logic circuits and is becoming more growth in analog circuits.

This work presents the principle of evolutionary techniques and their applications in the field of modeling and simulation of highly submicron electronic components.

Our main objective is to develop an optimal structure of dual gate MESFET based on technical optimization.

Keywords: Semiconductor, bipolar transistor, GaN MESFET, double gate, optimal structure.

ملخص

إن المركبات الالكترونية بمفعول الحقل الكهربائي المصنوعة بواسطة المعادن برهنت على كفاءتها و نوعيتها الرفيعة في مجال التطبيقات الرقمية و التشابهية في الترددات العالية. لكن، هناك مجموعة من العوائق و التحديات تمنع من تحسين أداء التصاميم المستعملة حالياً من تخطي مجالات الترددات العالية جداً.

في هذه الدراسة نقدم نموذج جديد لتصميم المركبات الالكترونية باستعمال تقنية الخوارزمية الجينية و ذلك من اجل اقتراح التصاميم المثلى التي تسمح بتحسين خصائص المركب الالكتروني .

الكلمات المفتاحية :

أشباه النواقل، الترانزستور ثنائي القطب، الجاليوم , بوابة مزدوجة، البنية الأمثل

Dédicace

A

Ma tendre mère

A

Mon père

A

Mes frères et mes sœurs.

A l'ensemble des enseignants

A tous mes collègues et amis.

Je dédie ce mémoire.

Remerciements

Mes remerciements s'adressent tout d'abord au Dieu tout puissant de m'avoir donné tous ce que je possède et de guider mes pas vers le chemin du savoir.

*Je tiens avant tout à exprimer ma profonde gratitude et respect à mes encadreurs,
monsieur BAKHTI Haddi et monsieur BENTOUMI Miloud
pour leur confiance et leur patience, leur conseils et pour les orientations et l'aide
qu'ils ont m'a porté.*

*Mes sincères remerciements à tous les membres du jury qui on
Accepté de juger ce travail.*

*Sans oublier tous mes enseignants, je les remercie pour leurs cours,
leurs gentillesse et leurs conseils. Je remercie également tous les étudiants du
Département d'électronique.*

*Finalement merci de tout mon cœur à toute ma famille. Sans oublier Mes amis et mes
collègues.*

TABLE DES MATIERES

LISTE DES FIGURES	IV
LISTE DES TABLEAUX.....	VI

INTRODUCTION GENERALE	VII
-----------------------------	-----

CHAPITRE I

LES SEMI-CONDUCTEURS ET LEURS APPLICATIONS

I.1. Introduction.....	1
I.2. Les Semi-conducteurs	1
I.2.1. Structure des semi-conducteurs	1
I.2.2. Semi-conducteurs dopés ou extrinsèques	2
I.2.3. Dopage de type N.....	2
I.2.4. Dopage de type P	3
I.3. La jonction P-N	3
I.4. Le transistor bipolaire	4
I.4.1. Structure et description	4
I.4.2. Contraintes et domaines d'utilisation.....	5
I.5. Le Transistor à Effet de Champ à Jonction (JFET).....	5
I.5.1. Structure et Description	5
I.5.2. Principe de fonctionnement du JFET.....	6
I.5.3. Contraintes et Domaines D'utilisation.....	7
I.6. Le transistor à Effet de Champ A Grille Isolée (MOSFET)	7
I.6.1. Structure et Description	8
I.6.2. Principe de fonctionnement du MOSFET.....	9
I.6.3. Contraintes et domaines d'utilisation.....	10
I.7. Le transistor à Effet de Champ à Contact Schottky (MESFET)	11
I.7.1. Structure et Description	11
I.7.2. Principe de fonctionnement	12
I.7.3. Contraintes et domaines d'utilisation.....	13
I.8. LE TRANSISTOR HEMT	13
I.8.1. Structure et Description	14
I.8.2. Principe de fonctionnement	14
I.8.3. Contraintes et domaines d'utilisation.....	15
I.9. CONCLUSION	16

CHAPITRE II

ETUDE DES TRANSISTORS MESFET DOUBLE GRILLE

II.1. Introduction.....	17
II.2. Caractéristique des éléments III-Nitrures	17
II.2.1. Les propriétés structurales	17
II.3. Le Nitrure de Gallium.....	19
II.3.1. Les propriétés électroniques du GaN	19
II.3.2. Les propriétés électriques du GaN.....	20
II.3.2.1. La polarisation.....	20
II.3.2.2. La polarisation spontanée.....	20
II.3.2.3. La polarisation piézoélectrique	21
II.4. Le fonctionnement d'un MESFET	22
II.4.1. Modèle de canal long.....	22
II.4.2. Modèle de canal court	26
II.5. Les FETs Double grille.....	27
II.6. MESFET double grille.....	28
II.6.1. Développement du model	28
II.6.2. Le facteur sous le seuil	30
II.7. CONCLUSION	31

CHAPITRE III

TECHNIQUES UTILISEES POUR L'OPTIMISATION

III.1. Introduction	32
III.2. Algorithmes génétiques.....	32
III.2.1. Terminologie et éléments de base	32
III.2.2. Utilisation de l'algorithme génétique	33
III.2.3. Fonctionnement de l'algorithme génétique	33
III.2.4. Variantes	34
III.2.4.1. Codage	34
III.2.4.2. Evaluation fitness.....	35
III.2.4.3. Population initiale	35
III.2.4.4. Critère d'arrêt	35
III.2.4.5. Sélection	36
III.2.4.6. Croisement	37
III.2.4.7. Mutation.....	40
III.2.5. Valeurs des paramètres	40

III.3. Méthode de levenberg-marquardt	41
III.4. Conclusion.....	42

CHAPITRE IV

RESULTATS OBTENUS DES DEUX METHODES D'OPTISATION

IV.1. Introduction	43
IV.2. L'algorithme génétique	43
IV.2.1. Modélisation et optimisation du facteur sous le seuil	43
IV.2.2. Résultats et discussions	45
IV.3. levenberg-marquardt	47
IV.3.1. Résultats et discussions	48
IV.4. Conclusion	4

CONCLUSION GENERALE	50
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	51

Liste des figures

Fig. I.1. La structure du diamant.....	1
Fig. I.2. Représentation sur un plan.....	1
Fig. I.3. Structure d'un transistor bipolaire.....	4
Fig. I.4. Transistor JFET à canal N et symboles des deux types de JFET.....	6
Fig. I.5. Comportement du JFET en fonction de V_D pour $V_G < 0$	7
Fig. I.6. Structure du MOS à enrichissement canal N.....	8
Fig. I.7. Structure du MOS à appauvrissement canal N.....	8
Fig. I.8. Principe d'un MOSFET à canal N : les zones hachurées sont de type N.....	9
Fig. I.9. Pincement du canal en fonction de V_d	10
Fig. I.10. Vue en coupe du MESFET GaAs implanté auto-aligné.....	11
Fig. I.11. Vue en coupe et polarisation d'un MESFET.....	12
Fig. I.12. Structure de principe d'un HEMT classique associée à son diagramme de bande d'énergie	14
Fig. I.13. Influence de la polarisation de grille sur le diagramme de bande.....	15
 Fig. II.1. Les différentes structures wurtzite.....	 18
Fig. II.2. Polarisation spontanée dans le GaN.....	20
Fig. II.3. Une vue en section transversale d'un canal GaAs MESFET biaisée.....	23
Fig. II.4. Caractéristiques I-V typiques d'un MESFET.....	25
Fig. II.5. Structure FET Double grille.....	27
Fig. II.6. Schéma symbolique d'un DGMESFET.....	28
Fig. II.7. La structure d'un transistor DG GaN-MESFET.....	28

Fig. III.1. Cycle génétique.....	33
Fig. III.2. Croisement en un point de deux chromosomes.....	37
Fig. III.3. Croisement uniforme.....	38
Fig. III.4. Croisement d'ordre de base cyclique.....	39
Fig. III.5. Croisement d'ordre maximal.....	40
Fig. IV.1. Organigramme de processus d'optimisation par AG.....	44
Fig. IV.2. Organigramme de processus d'optimisation par LM.....	48

Liste des tableaux

Tableau II.1. Paramètres de la maille wurtzite pour les éléments III-V à 300K°.....	18
Tableau II.2. Propriétés électroniques du GaN comparées à d'autres matériaux utilisés.....	19
Tableau II.3. Effets de la maille non idéale sur la polarisation spontanée dans les matériaux III-nitrides.....	21
Tableau IV.1. Paramètres utilisés dans l'algorithme génétique.....	45
Tableau IV.2. Valeurs des paramètres optimisés avec l'AG.....	46
Tableau IV.3. Effet de la conception optimale sur les paramètres du régime sous-seuil.....	46
Tableau IV.4. Paramètres utilisés dans la fonction FINDMINIMUM.....	47
Tableau IV.5. Valeurs des paramètres optimisés avec LM.....	48
Tableau IV.6. Les paramètres du régime sous-seuil par l'optimisation LM.....	49

Introduction générale

Un changement radical dans le paysage de la microélectronique s'est opéré depuis les années 1990 avec la généralisation des liaisons sans fil personnelles et grand public. Il s'agit par exemple de la téléphonie et des réseaux locaux sans fil mais aussi des applications automobiles (localisation et anticollision) [1].

Les transistors à effet de champ de type MESFET à base de Nitrure de Gallium présentent de nombreux avantages (tension de claquage élevée, fonctionnant dans le domaine des hyperfréquences,...) en tant que dispositifs électroniques destinés à fonctionner à haute puissance et à haute température. Cependant, ses applications sont aussi nombreuses que variées. Citons entre autres ; dans l'industrie avec les télécommunications et des systèmes, tels que le radar, en radioastronomie avec la mise au point des radiotélescopes, en radiométrie avec l'évaluation des caractéristiques physiques ou naturelles de la zone d'observation (télédétection) ; mesure des paramètres physiques divers tels que distance, position, épaisseur, vitesse et en électronique avec la réalisation des oscillateurs, amplificateurs, multiplication de fréquences. Les transistors MESFETs sont aussi très utilisés en commutation logique pour la réalisation de portes. Ils sont simples à fabriquer. La dissipation thermique et la consommation sont très faibles ce qui autorise une très forte intégration et la réalisation de systèmes alimentés avec des piles miniatures [2].

La caractérisation électrique d'un dispositif est d'une grande importance et exige une attention particulière dans le développement des technologies MESFET avancées. Le choix de la longueur du canal, l'épaisseur de la couche active et le dopage de substrat déterminent en grande partie les performances du dispositif. La conception des dispositifs plus petits où la miniaturisation mise en place à des effets à canal court (SCE) et le contrôle de ces effets constitue un défi majeur mais indispensable [2].

Toutefois, des effets parasites associés à la réduction des dimensions des composants électroniques viennent perturber fortement le fonctionnement du dispositif. Parmi ces effets, nous avons notamment l'abaissement de la barrière de potentiel au niveau du drain (DIBL) et les effets canaux courts (SCE). Pour contourner ces difficultés, l'une des solutions consistant

à modifier l'architecture des composants actuels, notamment l'augmentation du nombre de grilles afin d'avoir un meilleur contrôle du flux de courant. Mais ces dispositifs, pour pouvoir être utilisés par les concepteurs de circuits intégrés, ont besoin d'être modélisés sous la forme de modèles compacts interprétables par des simulateurs de circuits. Ces modèles compacts doivent être capables de décrire le plus exactement possible le comportement électrique de ces dispositifs. La simulation des composants microélectroniques a donc besoin de nouvelles théories et techniques de modélisation (les techniques évolutionnaires) améliorant la compréhension physique des dispositifs de taille micrométrique [1][2].

Ce mémoire est constitué de quatre chapitres, Le premier chapitre présente une description générale sur les transistors bipolaires et les transistors à effet de champ FETs (field effect transistors), structure générale, principe de fonctionnement et domaine d'utilisation.

Le second chapitre, nous présentons les Caractéristiques des éléments III-Nitrides et une étude détaillée des transistors MESFET double grille à base de GaN.

Dans le troisième chapitre, nous présentons les concepts de base des algorithmes génétiques et la méthode de Levenberg-Marquardt.

Le dernier chapitre contient la description de la résolution du problème par l'algorithme génétique et la méthode de Levenberg-Marquardt, on compare aussi les résultats obtenus par les deux méthodes.

Nous terminerons avec une conclusion générale.

Les semi-conducteurs et leurs applications

I.1. Introduction

Un semi-conducteur est un matériau qui a les caractéristiques électriques d'un isolant, mais pour lequel la probabilité qu'un électron puisse contribuer à un courant électrique, quoique faible, est suffisamment importante. En d'autres termes, la conductivité électrique d'un semi-conducteur est intermédiaire entre celle des métaux et celle des isolants [2].

L'objectif de ce chapitre est de présenter les différents types des transistors en commençant par les transistors classiques (bipolaires) et par ordre chronologique aux différents transistors à effet de champ et de montrer leurs avantages et inconvénients et domaines d'utilisations. Cette partie est éclaircie par une description géométrique et physique lors de traitement de ces différents transistors. La dernière partie est dédiée, à un panorama des différents transistors actuels tels que : JFET, MOSFET, MESFET et les HEMT.

I.2. Les Semi-conducteurs

I.2.1. Structure des semi-conducteurs [2]

La structure du silicium et du germanium est la même que celle du diamant.

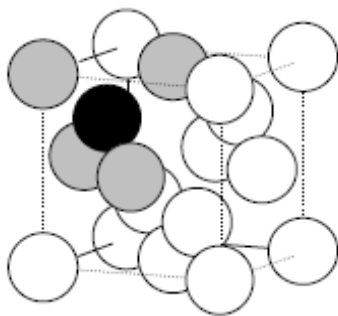


Fig. I.1. La structure du diamant

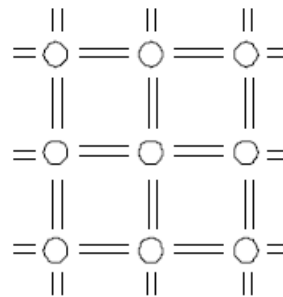


Fig. I.2. Représentation sur un plan

Chaque atome est lié à 4 voisins placés aux sommets d'un tétraèdre par une liaison covalente : Ces éléments sont « tétravalents ».

La figure I.2 correspond à une représentation sur un plan de la structure. Les traits présentent les électrons de valence.

La théorie des bandes appliquée aux semi-conducteurs amène à considérer une bande de valence entièrement pleine qui est séparée d'une bande de conduction par une bande interdite distante de l'énergie ΔE . Si on apporte une énergie thermique ou lumineuse suffisante à un électron, il peut passer de la bande de valence à la bande de conduction avec une probabilité P proportionnelle à :

$$P \approx \exp(-\Delta E / kT) \quad (I.1)$$

ΔE : Ecart en énergie séparant les deux bandes.

T : Température absolue [K°].

$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ [JK}^{-1}\text{]}$: Constante de Boltzmann.

Pour $T = 300 \text{ K}^\circ$, La grandeur $kT = 0,0025 \text{ eV}$

eV : Electron-volt

Quelques valeurs de base du gap

Pour le diamant $\Delta E = 7 \text{ eV}$; Silicium $\Delta E = 1,12 \text{ eV}$;

Germanium $\Delta E = 0,7 \text{ eV}$.

Dans un semi-conducteur, ΔE est assez faible pour autoriser, à température ambiante, le passage d'un petit nombre d'électrons de la bande de valence vers la bande de conduction.

I.2.2. Semi-conducteurs dopés ou extrinsèques

Dans un matériau pur, on introduit des impuretés par dopage. Pour que celui-ci soit contrôlable, il faut que le degré de pureté initial global soit supérieur au taux du dopage. Les taux de dopage utilisés sont de l'ordre de 10^{-8} à 10^{-11} . Une mole de silicium (28 g) correspond à $6,023 \cdot 10^{23}$ Atomes et la densité du silicium est voisine de $7 : 1 \text{ cm}^3$ de silicium contient donc environ $1,5 \cdot 10^{23}$ Atomes. Avec un taux de dopage de l'ordre 10^{-10} , il y a environ $1,5 \cdot 10^{-13}$ Atomes d'impureté par cm^3 [2].

I.2.3. Dopage de type N

On introduit dans la matrice de silicium des atomes d'impuretés pentavalents tels que le phosphore P, l'arsenic As et l'antimoine Sb.

Chaque atome d'impureté amène un électron de valence supplémentaire. Cet électron est peu lié au noyau ($E \approx 0,01 \text{ eV}$) et passe aisément dans la bande de conduction. La conductivité du matériau (conductivité extrinsèque) devient à cause du taux de dopage, très supérieure à celle du matériau pur. Les atomes pentavalents ou donneurs deviennent des ions positifs après le

passage des électrons excédentaires dans la bande de conduction.

Les données numériques précédentes montrent que le nombre des électrons dans le matériau, fonction du taux de dopage, est supérieur au nombre des trous, fonction de la température, d'un facteur supérieur à 10^3 . La conduction dite de type N (négative) est assurée par des électrons.

Les électrons sont les porteurs majoritaires [3].

I.2.4. Dopage de type P

On introduit dans le réseau une impureté *trivalente* : bore B, aluminium Al, gallium Ga, indium In. Il manque à l'impureté un électron de valence pour assurer les 4 liaisons avec les atomes de silicium voisins. Un faible apport d'énergie ($\approx 0,05$ eV) suffit pour qu'un électron d'un silicium voisin soit capté par l'impureté : il y a formation d'un trou peu lié et donc mobile. Les atomes trivalents (accepteurs) deviennent des ions négatifs par capture d'un électron. Compte tenu des taux de dopage, ces trous sont beaucoup plus nombreux que les porteurs intrinsèques du cristal pur. La conduction de type P (positive) est assurée par des trous. Les trous sont les porteurs majoritaires [3].

I.3. La jonction P-N [1][2]

Une jonction P-N est créée par la mise en contact d'un semi-conducteur dopé N et d'un semi-conducteur dopé P. La jonction entraîne l'égalisation des niveaux de Fermi par décalage des bandes. Si l'on applique une tension positive du côté de la région P, les porteurs majoritaires positifs (les trous) sont repoussés vers la jonction. Dans le même temps, les porteurs majoritaires négatifs du côté N (les électrons) sont attirés vers la jonction. Arrivés à la jonction, soit les porteurs se recombinent (un électron tombe dans un trou) en émettant un photon éventuellement visible (LED), soit ces porteurs continuent leur course au travers de l'autre semi-conducteur jusqu'à atteindre l'électrode opposée : le courant circule, son intensité varie en exponentielle de la tension. Si la différence de potentiel est inversée, les porteurs majoritaires des deux côtés s'éloignent de la jonction, bloquant ainsi le passage du courant à son niveau. Ce comportement asymétrique est utilisé notamment pour redresser le courant alternatif.

La jonction P-N est à la base du composant électronique nommé diode, qui ne permet le passage du courant électrique que dans un seul sens. De manière similaire, une troisième région peut être dopée pour former des doubles jonctions N-P-N ou P-N-P qui forment les transistors bipolaires. Dans ce cas-là, les deux semi-conducteurs de même type sont

appelés l'émetteur et le collecteur. Le semi-conducteur situé entre l'émetteur et le collecteur est appelé la base, et a une épaisseur de l'ordre du micromètre. Lorsqu'on polarise la jonction émetteur-base en direct, celle-ci est passante alors que la jonction base-collecteur est bloquée. Cependant la base est assez fine pour permettre aux nombreux porteurs majoritaires injectés depuis l'émetteur (fortement dopé) de la traverser avant d'avoir le temps de se recombiner. Ils se retrouvent ainsi dans le collecteur, produisant un courant contrôlé par ce courant de base.

I.4. Le transistor bipolaire

Historiquement, le transistor bipolaire est le premier composant actif à semi-conducteur. Il a été inventé par Bardeen et Brattain en 1948. La théorie a été élaborée par Schokley en 1949 et le premier transistor a vu le jour en 1951.

I.4.1. Structure et description

Un transistor bipolaire est un élément semi-conducteur constitué de deux jonctions PN tête-bêche présentant une région commune appelée base. Le collecteur et l'émetteur sont respectivement les deux régions restantes. Il peut y avoir deux types de transistors suivant que la région centrale est de type N ou P. Par exemple, la figure I.3 présente une structure NPN polarisée dans son mode de fonctionnement dit « normal » ainsi que sa représentation schématique [3].

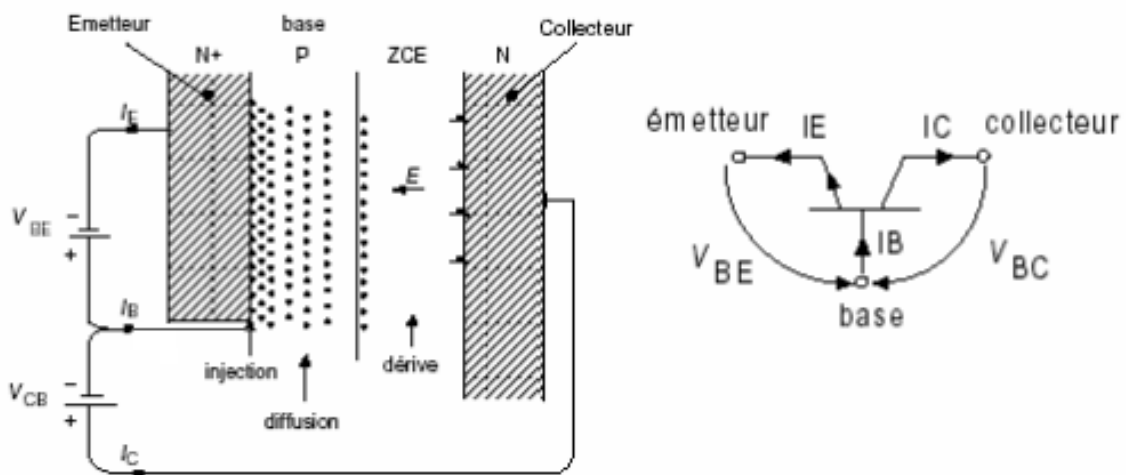


Fig. I.3. Structure d'un transistor bipolaire

L'interaction forte entre la jonction émetteur-base et la jonction base-collecteur, induite par une faible épaisseur de base, est à l'origine de l'effet transistor. Ce dernier consiste à engendrer (comme le montre la Figure I.3 un courant dans la jonction base-collecteur

polarisée en inverse, par l'injection de porteurs minoritaires (ci-dessus des électrons) dans la base à partir de la jonction émetteur-base polarisée en direct. Pour cela, les porteurs minoritaires injectés dans la base par l'émetteur doivent se recombiner le moins possible. Il est donc nécessaire que l'épaisseur de base soit très inférieure à la longueur de diffusion des porteurs minoritaires.

Le transistor bipolaire possède différents régimes de fonctionnement qui diffèrent suivant les polarisations appliquées aux bornes des jonctions base-émetteur (BE) et base-collecteur (BC). On distingue les modes de fonctionnement suivants [3][4] :

- Normal : les jonctions BE et BC sont polarisées respectivement en direct et en inverse,
- Saturé : les jonctions BE et BC sont toutes deux polarisées en direct,
- Bloqué : les jonctions BE et BC sont toutes deux polarisées en inverse,
- Inverse : les jonctions BE et BC sont polarisées respectivement en inverse et en direct.

I.4.2. Contraintes et domaines d'utilisation

le transistor bipolaire nous permet de contrôler un courant (ou une tension) sur une des électrodes de sorties (le collecteur) grâce à une électrode d'entrée (la base), on peut l'utiliser aussi comme amplificateur de signal ; et pour stabiliser une tension, moduler un signal ainsi que de nombreuses autres utilisations [2].

I.5. Le Transistor à Effet de Champ à Jonction (JFET)

Le concept d'un semi-conducteur à triode comme structure similaire au transistor à effet de champ à jonction (JFET) a été proposée, 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'environ 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 [5].

I.5.1. Structure et Description

Le transistor JFET (Junction Field Effect Transistor) est un composant de structure plane. Il est constitué par une mince couche de matériau semi-conducteur de type N (pour un JFET

canal N), sur un substrat de type P. Une diffusion de type P^+ à la surface de la couche réalise l'électrode de la grille et constituant ainsi une jonction P^+N verticale figure I.4. Deux diffusions N^+ , aux extrémités du canal, permettent d'assurer les contacts ohmiques de source et de drain [1].

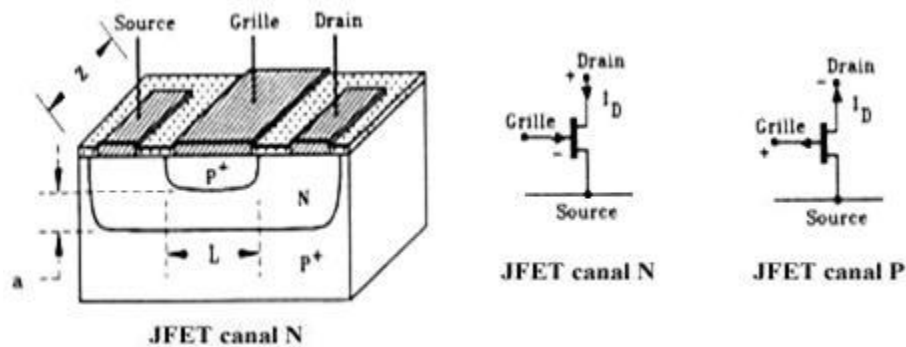


Fig. I.4. Transistor JFET à canal N et symboles
des deux types de JFET

I.5.2. Principe de fonctionnement du JFET

Dans le transistor à effet de champ à jonction (JFET), la variation de la tension de polarisation permet la modulation de la largeur de la zone de charge d'espace de la jonction latérale " P^+N ". Autrement dit, la variation de la polarisation module la variation de la section conductrice du canal. Sans polarisation, il peut y avoir une zone de désertion (déplétion) sur une certaine profondeur dans le canal. La désertion est liée à différents paramètres tels que le matériau de la grille et les propriétés d'interface [6][1].

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

Pour une tension V_{ds} non nulle et une tension V_{gs} négative, on a un canal conducteur. Un courant I_{ds} circule entre le drain et la source. Si V_{ds} devient de plus en plus positive, le champ électrique à travers le canal augmente ainsi que la vitesse des électrons. La distribution de tension à travers le canal aura pour conséquence une différence de potentiel entre la grille et le canal sur la longueur de celui-ci. Ceci explique la différence observée pour la profondeur de la zone de désertion le long du canal, qui augmente vers le drain Figure I.5.

Si la tension V_{ds} atteint la valeur V_{dsat} (tension de saturation), le régime de pincement apparaît. Le courant I_{ds} atteint sa valeur de saturation. L'augmentation de la tension V_{ds} au-delà de V_{dsat} n'affecte pas l'évolution du courant I_{ds} qui garde une valeur relativement constante [6][1].

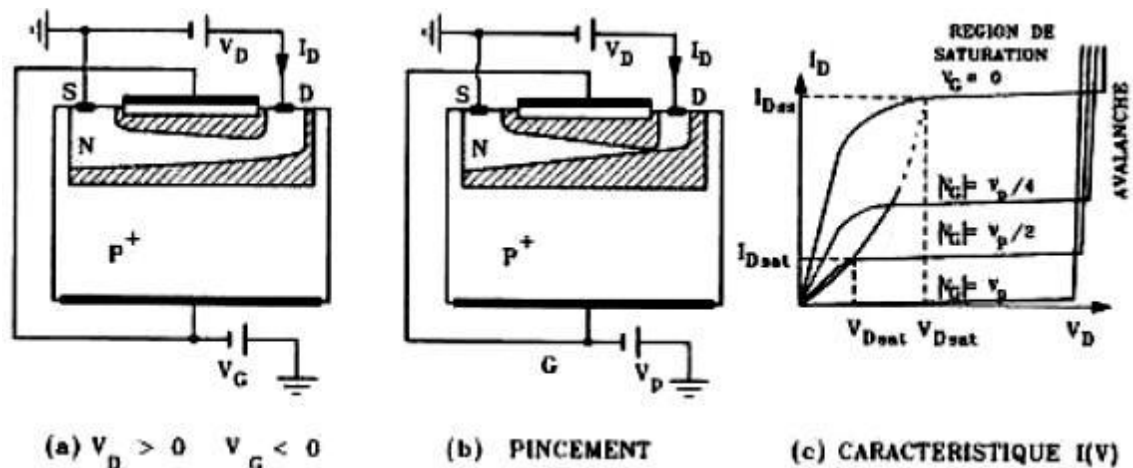


Fig. I.5. Comportement du JFET en fonction de V_D pour $V_G < 0$

I.5.3. Contraintes et Domaines D'utilisation

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

En commutation, ils présentent par rapport aux transistors bipolaires certains avantages, comme un gain en puissance plus élevé et une impédance d'entrée aux faibles fréquences beaucoup plus forte, ce qui permet de réaliser de grandes constantes de temps avec des capacités assez faibles (réalisation de monostables ou d'astables) [6].

I.6. Le transistor à Effet de Champ A Grille Isolée (MOSFET)

Le principe de fonctionnement du transistor (MOSFET) métal oxyde semi-conducteurs à effet de champ a été décrit pour la première fois par Lilienfield en 1930 [7]. En décembre 1947, John Bardeen et Walter H. Brattain réalisaient le premier transistor en germanium [8].

Avec William B. Shockley le transistor à jonction et la théorie associée sont développées aux Bell Laboratoires en 1951. En 1958, Jack Kilby invente le circuit intégré en fabriquant cinq composants sur le même substrat [8]. C'est en 1960 que Kahng et Attala ont présenté le premier transistor MOS sur Silicium qui reste aujourd'hui le semi-conducteur généralement le plus utilisé, vu la qualité inégalée de l'interface créée par le silicium et l'oxyde de silicium

(SiO₂), qui sert d'isolant. Peu après, l'élaboration de la technologie CMOS assura le futur commercial et technologique du MOSFET en électronique intégrée (mémoires, microprocesseurs, circuits logiques) grâce à une géométrie simple et une consommation pouvant être très faible.

I.6.1. Structure et Description

Le MOSFET, acronyme anglais de Métal Oxide Semi-conducteur Field Effect Transistor, en français Transistor à Effet de Champ (à grille) Métal-Oxyde, Comme tous les transistors ou même les tubes à vide, le MOSFET module le courant qui le traverse à l'aide d'un signal appliqué à son électrode d'entrée ou grille. La structure du transistor MOSFET comprend un isolant (silice SiO₂), deux îlots, de type opposé à celui du substrat, la source et le drain, délimitent la région active du dispositif qui se situe précisément sous l'électrode de grille. L'intensité du courant circulant entre la source et le drain est commandée par la tension entre la grille et le substrat. Très souvent les électrodes de source et de substrat sont électriquement reliées [7][8].

Les deux types fondamentaux du MOSFET sont les MOSFET à appauvrissement D-MOSFET, et les MOSFET à enrichissement E-MOSFET. Dans chaque type de MOSFET, on peut distinguer le MOSFET canal N (le courant provient du déplacement d'électrons) et le MOSFET canal P (le courant provient du déplacement des trous). Les transistors MOS à enrichissement sont bloqués sans tension de commande sur la grille (NORMALLY OFF), ils deviennent passants à partir d'une certaine tension de grille V_{TH} . Plus $|V_{GS}| > |V_{TH}|$, plus le E-MOS devient passant. Les transistors MOS à appauvrissement sont passants sans tension de commande sur la grille (NORMALLY ON), ils deviennent de moins en moins conducteurs au fur et à mesure que la tension de commande augmente pour finalement se bloquer au delà d'une tension de blocage V_{GSof} [8].

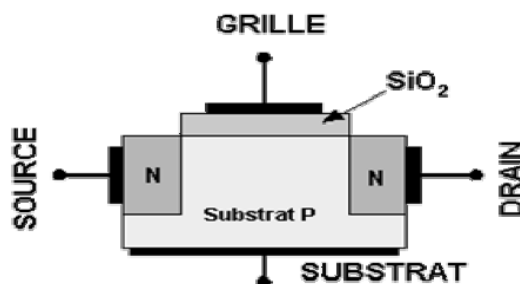


Fig. I.6. Structure du MOS
à enrichissement canal N

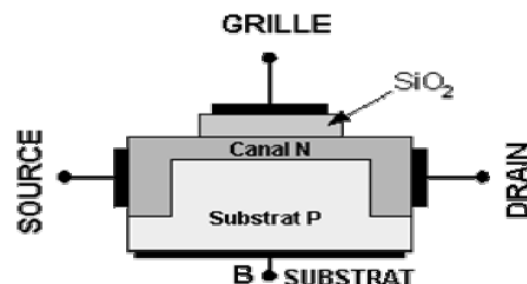


Fig. I.7. Structure du MOS
à appauvrissement canal N

I.6.2. Principe de fonctionnement du MOSFET

La figure ci-dessus figure I.8 illustre parfaitement le principe d'un transistor MOS à canal N. La source et le drain sont de type N+ (hachures obliques) et la grille est isolée du semi-conducteur par une couche d'oxyde.

Lorsque la grille est polarisée positivement elle crée à l'interface diélectrique semi-conducteur une couche dite d'inversion (hachures verticales) comportant un grand nombre d'électrons (porteurs minoritaires de la zone P), dès que V_{GS} est supérieure à une valeur de seuil V_T cette couche est suffisamment importante pour créer un canal conducteur entre les deux zones N+. Mais ceci suppose que le potentiel au drain soit très inférieur à ce seuil. La relation liant I_d à V_{ds} est linéaire et le canal se comporte comme une simple résistance [7][8].

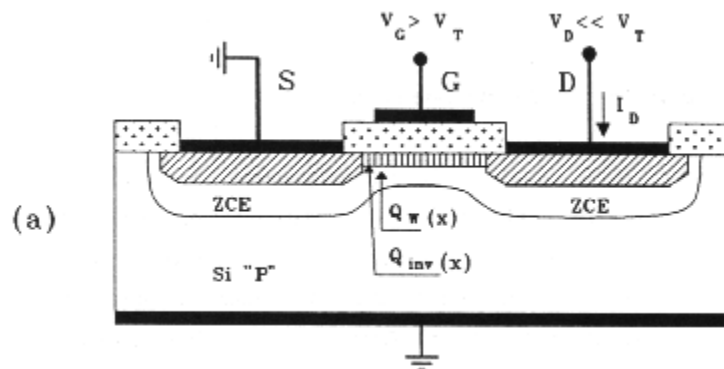


Fig. I.8. Principe d'un MOSFET à canal N : les zones hachurées sont de type N

Si V_{ds} croît, alors on obtient un effet de pincement analogue à celui constaté dans le JFET, illustré figure I.9, car la capacité du fait du potentiel positif appliqué sur le drain est moins polarisée de ce côté. Ce qui en d'autres termes revient à dire que la couche d'inversion présente une épaisseur non uniforme et décroissante de la source vers le drain. Pour une valeur de $V_{ds} = V_{dsat}$ on atteint la limite du pincement [7][8].

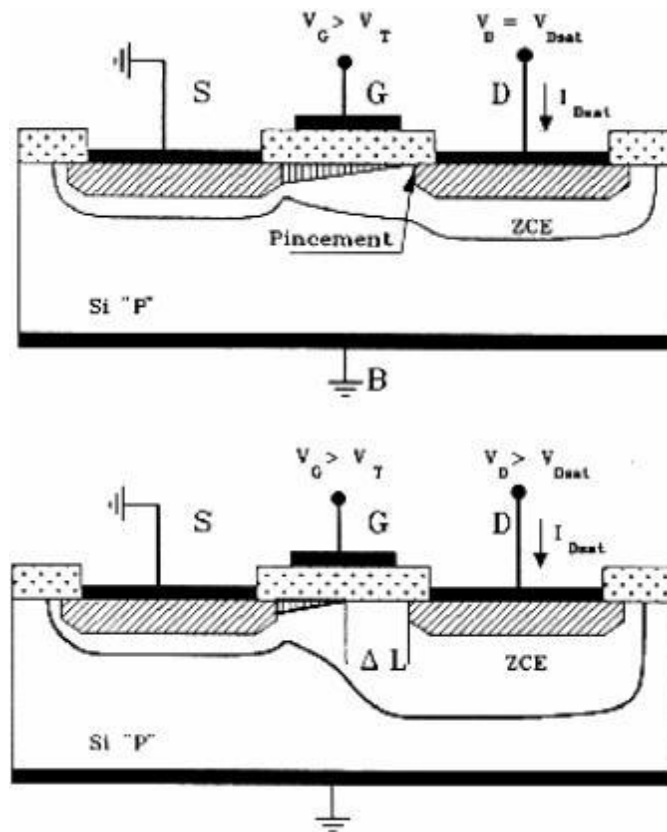


Fig. I.9. Pincement du canal en fonction de V_d

I.6.3. ontraintes et domaines d'utilisation

La grille étant isolée, la résistance d'entrée du transistor MOS est très élevée (de $10^{11} \Omega$ à $10^{15} \Omega$), et la capacité grille-source étant très faible, ces transistors sont extrêmement sensibles aux charges électrostatiques qui peuvent provoquer le claquage de la couche de silice. Il faut donc intégrer des dispositifs de protection contre les surtensions (le plus souvent, deux diodes tête-bêche placées entre grille et source). En raison de leurs très petites dimensions, de leur faible consommation et de leur facilité d'intégration, le domaine privilégié d'emploi des transistors MOS est celui des circuits intégrés (mémoires, microprocesseurs, circuits logiques) [9].

Certes, ces dispositifs sont encore moins rapides, Malgré que des progrès spectaculaires ont été effectués en vue de la miniaturisation des transistors MOS et plus particulièrement la diminution de la longueur du canal, ce qui a permis d'augmenter la densité d'intégration et la vitesse de fonctionnement des circuits mais cette réduction de dimensions à engendrer des phénomènes parasites (modification de la tension de seuil, augmentation du phénomène des porteurs chauds, ...) qui détériorent les caractéristiques courant tension.

Toutefois, les technologues ont imaginé des procédés de fabrication particuliers en vue de conserver ces caractéristiques (Technologie SOI, NMOS, CMOS, VMOS, ...), par exemple

les transistors de type VMOS (à grille particulière en forme de V) permettent des applications de puissance (plusieurs dizaines de watts) jusqu'à des fréquences très élevées (plusieurs milliers de mégahertz) [11].

I.7. Le transistor à Effet de Champ à Contact Schottky (MESFET)

Le *MESFET* (MEtal Semi-conducteur Field Effect Transistor) fut le premier composant à être fabriqué à partir d'un composé III-V. En 1966 Carver Mead [6] proposa en premier lieu de remplacer le Silicium des premiers FET par un semi-conducteur III-V tel que l'Arséniure de Gallium (GaAs), puis réalisé par Hoop [6]. 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.

I.7.1. Structure et Description [5][6]

Dans l'état de l'art aujourd'hui, la structure du Transistor à effet de champ à contact Schottky repose sur une couche active (canal) directement implantée dans le substrat semi-isolant. Ensuite, la grille en métal réfractaire est déposée pour matérialiser le contact Schottky. Puis les zones N+ sont implantées en se servant du métal comme d'un masque pour obtenir deux zones d'accès auto alignées sur la grille.

La figure I.10 présente une coupe schématique d'un MESFET. La structure présentée met en évidence les différentes couches utilisées pour sa réalisation.

La couche active est généralement une couche du type N qui repose sur un substrat semi-isolant. Les contacts de source et de drain sont des contacts ohmiques contrairement au contact Schottky de grille.

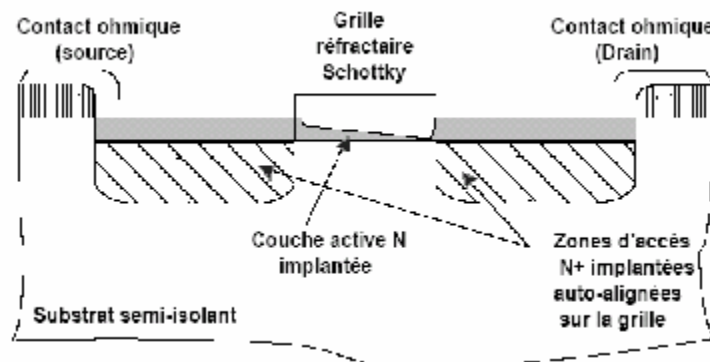


Fig. I.10. Vue en coupe du MESFET GaAs implanté auto-aligné

I.7.2. Principe de fonctionnement [12]

La base du fonctionnement d'un MESFET est la possibilité de moduler l'épaisseur du canal sous la grille figure I.11. Le contact de grille est de type Schottky. Une couche dépeuplée d'électrons libres, appelée zone de charge d'espace (ZCE), se crée sous la grille. Aucun courant ne peut traverser cette couche. La région où le courant peut circuler est donc réduite à la fraction de la couche active non dépeuplée. En régime de fonctionnement normal le drain est polarisé positivement par rapport à la source, tandis que la grille est polarisée négativement, toujours par rapport à la source.

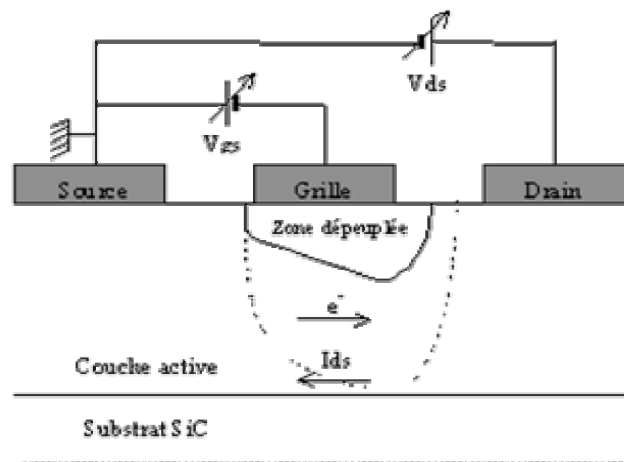


Fig. I.11. Vue en coupe et polarisation d'un MESFET

- **A tension de drain fixée**, la polarisation négative de la grille a pour effet d'augmenter la pénétration de la zone de charge d'espace dans la couche active, diminuant ainsi le passage du courant. Lorsque la tension de grille est suffisamment négative, la ZCE vient complètement obstruer le canal (en pointillé sur la figure I.11), ne laissant plus passer le courant. Le transistor est alors dit « pincé » et la tension appliquée sur la grille est alors appelée tension de pincement (V_p).
- **A tension de grille fixée**, l'augmentation de la tension positive de drain crée un champ électrique dans le canal. Ce champ entraîne les électrons de la source vers la grille, établissant ainsi un courant I_{ds} (drain-source).
- **Avec l'accroissement de la tension de drain**, la section de la zone dépeuplée (zone de charge d'espace) commence à se déformer en devenant beaucoup plus importante côté drain que côté source. Ce resserrement du canal provoque un ralentissement de la croissance du courant de drain. Arrivé à un certain stade, l'augmentation de la tension V_{ds} n'a quasiment plus aucune influence sur le courant. On nomme le courant de saturation (I_{dsat}), lorsque le

courant de drain (I_{ds}) du transistor commence à rentrer dans la zone de saturation pour une tension de polarisation de grille V_{gs} nulle.

I.7.3. Contraintes et domaines d'utilisation

Le MESFET GaAs est longtemps resté le composant à effet de champ prépondérant pour l'amplification de puissance micro-onde. En effet, les propriétés de transport électronique de l'Arséniure de Gallium permettent d'obtenir des densités de porteurs dont la vitesse moyenne dans le canal est bien supérieure à celle du Silicium. Avantage supplémentaire, le GaAs permet le dépôt de contacts ohmiques de bonne qualité par rapport à la plupart des autres composés III-V. Pour fournir une puissance élevée, le FET doit pouvoir délivrer un courant drain-source I_{ds} le plus élevé possible tout en supportant des tensions V_{ds} de grande amplitude. Cependant, l'obtention d'un fort courant I_{ds} nécessite l'emploi de dopages élevés qui entraînent une dégradation de la tension de claquage. D'autre part, si l'on veut privilégier un fonctionnement à de très hautes fréquences, il convient de réduire la longueur de grille. La nécessité de garder un facteur d'aspect (le rapport entre la longueur de grille et l'épaisseur de la couche active) raisonnable contraint alors à diminuer l'épaisseur de cette couche active, ce qui se traduit par une diminution de courant drain-source [12].

Pour des applications de forte puissance, des MESFET utilisant des matériaux dits à «Grand gap » présentent des caractéristiques intéressantes. Ainsi, l'utilisation du Carbure de Silicium SiC permet d'obtenir des performances élevées grâce à un champ de claquage huit fois plus élevée et une conductivité thermique trois fois plus élevée que le Silicium. Ces propriétés permettent d'utiliser les composants avec des tensions très élevées, de plusieurs dizaines de volts et à haute température. Compte tenu de ces performances, le domaine d'utilisation privilégié de ces composants est l'amplification de très forte puissance (Objectif $> 100W$) pour l'émission en station de base par exemple [11][12].

I.8. LE TRANSISTOR HEMT

Les premiers transistors HEMT (High Electron Mobility Transistor) sont apparus en 1980 (Fujitsu, Thomson). En 1985, le HEMT est présenté comme un composant micro-onde unique ayant les plus faibles caractéristiques en bruit au monde [12].

Initialement, ce transistor était utilisé dans un radiotélescope à Nobeyama, Japon, qui présente un diamètre de 45 mètres. En refroidissant le composant à la température de l'hélium liquide, il est possible de capter un signal provenant d'une molécule interstellaire située à mille années lumières de la Terre. Plus tard, le HEMT sera implanté dans des récepteurs de télévision pour

capter les signaux des satellites géostationnaires (36000km d'altitude). Puis petit à petit, ce composant se fera une place dans notre quotidien. Le HEMT constitue une évolution majeure du MESFET et a pris le pas sur ce dernier depuis le début des années 1990 [8].

I.8.1. Structure et Description

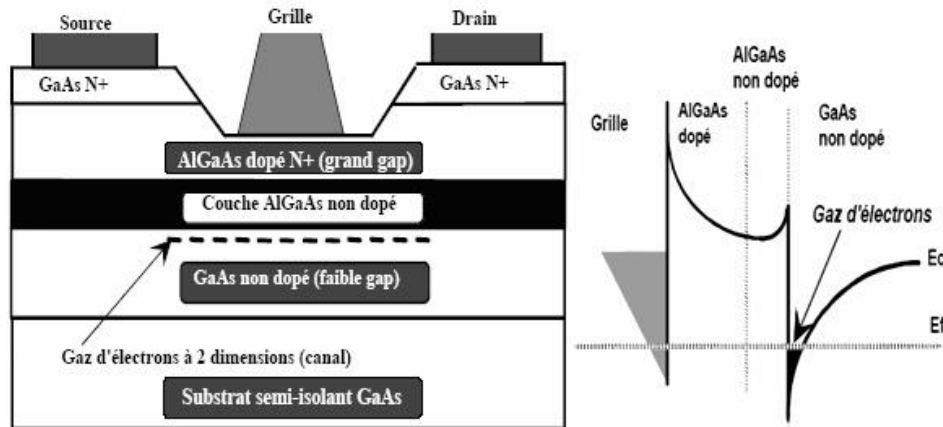


Fig. I.12. Structure de principe d'un HEMT classique associée à son diagramme de bande d'énergie

La figure I.12 représente la structure de couches ainsi que le diagramme de bande d'énergie d'un HEMT classique utilisant le GaAs et l'AlGaAs comme couches actives. La couche de surface utilise l'AlGaAs fortement dopé N avec un grand gap se comportant ainsi comme un isolant. En revanche, le canal, non dopé, est composé d'un matériau à faible gap (GaAs). De ce fait, des électrons libres diffusent de l'AlGaAs vers la couche GaAs laissant la zone N de grand gap déplétée et donc chargée positivement. Ces électrons s'accumulent à l'hétérointerface (grand gap / petit gap) formant ainsi un gaz d'électrons à deux dimensions plus ou moins profond suivant la polarisation de la tension de grille. Les propriétés de transport de ce gaz d'électrons sont considérablement supérieures à celles des électrons libres dans un MESFET classique puisque le canal se situe dans une zone non dopée à très forte mobilité. De plus, les collisions entre électrons n'ont que rarement lieu en raison de défauts peu nombreux. Pour ces différentes raisons, le HEMT est un dispositif à très fort gain et à très faible bruit HF [13][8].

I.8.2. Principe de fonctionnement

La structure des couches des HEMT est réalisée de façon à séparer physiquement les électrons libres dans le canal des donneurs ionisés, ceci afin d'augmenter la mobilité des électrons par la réduction de la répartition des impuretés ionisées. Ainsi la différence

essentielle entre les MESFET et les HEMT se situe au niveau du principe même du contrôle du courant dans le canal.

Alors que dans le cas du MESFET, l'électrode de grille contrôle la section du canal disponible pour la conduction, dans le cas du HEMT, elle contrôle la densité d'un gaz d'électrons libres dans une zone non dopée située sous l'hétérointerface qui constitue le canal du transistor.

Le gaz d'électrons étant créé, il est possible de contrôler la densité de porteurs dans le canal par l'intermédiaire de la tension appliquée sur la grille. La figure I.13 présente les diagrammes de bande de la zone située sous la grille en fonction de la polarisation de grille appliquée. Lorsque la tension V_{gs} augmente, le puits de potentiel devient de plus en plus profond, permettant à un nombre plus grand d'électrons de diffuser dans le GaAs. Comme pour le MESFET, la tension V_{ds} crée un champ électrique dans le canal qui entraîne les électrons de la source vers le drain, formant ainsi un courant I_{ds} (drain-source). Pour des tensions de grille suffisamment négatives, la densité de porteurs dans le canal devient négligeable et aucun courant significatif ne circule dans le canal. Le HEMT est alors pincé. L'évolution du courant de drain en fonction de la tension de drain et pour différentes valeurs de la tension de grille est sensiblement la même que pour le MESFET. De plus, un effet de saturation de courant intervient également pour le HEMT. Il provient de la limite de vitesse des électrons [13].

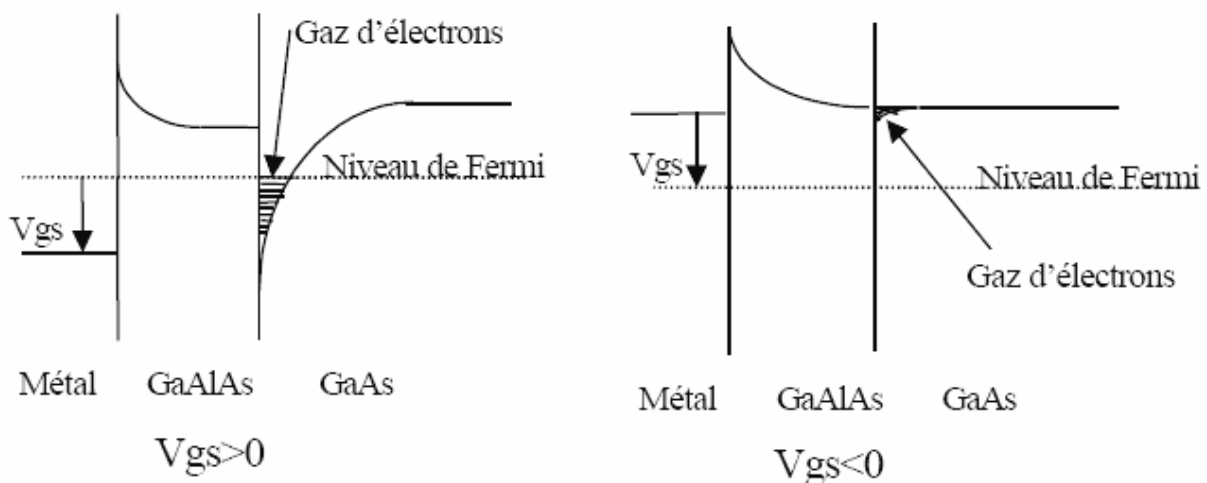


Fig. I.13. Influence de la polarisation de grille sur le diagramme de bande.

I.8.3. Contraintes et domaines d'utilisation

Si le HEMT a permis des utilisations en fréquence bien plus hautes que celles du MESFET, sa limite fréquentielle est de l'ordre de 60-70 GHz. Cette limite est principalement

due aux propriétés de transport du matériau intrinsèque, c'est-à-dire l'Arséniure de Gallium. De plus le HEMT génère un bruit basse fréquence élevé. Il est le composant privilégié pour des applications de puissance hautes fréquences ainsi que pour des applications à faible bruit telles que les circuits de pré-amplification des satellites ou encore les oscillateurs. En conséquence pour satisfaire aux besoins sans cesse croissants de montée en fréquence, l'idée de base a été de remplacer le GaAs du canal par un autre matériau à faible gap autorisant une vitesse V_s à fort champ électrique la plus élevée possible : l'InGaAs. Les récents progrès technologiques en matière d'épitaxie ont donc donné naissance à un nouveau type de transistor à hétérojonction : le HEMT pseudomorphique (PHEMT) [6].

I.9. CONCLUSION

Après avoir rappelé la structure physique et le principe de fonctionnement des différents Semi-conducteurs, transistor bipolaire et transistors à effet de champ (JFET, MOSFET, MESFET et des HEMT), et à travers une analyse de leurs performances pour des différentes applications, nous nous sommes particulièrement intéressés au transistors MESFET à base de GaN qui se sont présentés comme éléments encourageants, vue leurs performances impressionnantes qui sont dû aux propriétés du matériaux en particulier pour les hautes fréquences. Une étude détaillée des transistors MESFET double grille fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre II

Etude des transistors MESFET double grille

II.1. Introduction

Au cours des dernières années, les transistors à effet de champ (FET) à base de GaN ont émergé comme un candidat prometteur pour le fonctionnement en hautes fréquences, les applications des micro-ondes à haute température et de l'électronique de puissance [2].

La performance impressionnante de ces dispositifs est dû aux propriétés du matériau, comme champ de claquage élevée, et la haute vitesse de saturation d'électrons et relativement la haute mobilité des électrons. En raison de l'énergie de bande interdite de GaN un gap de (3,47 eV à 300 K°) l'apparition de courants de fuite se produit généralement à des températures beaucoup plus élevées que dans le GaAs. Cela fournit un avantage potentiel pour le GaN [1],[2].

II.2. Caractéristiques des éléments III-Nitrures

II.2.1. Les propriétés structurales

La structure cristalline wurtzite, nommée d'après le minéral wurtzite, est la structure cristalline de nombreux composés binaires. Elle fait partie du système cristallin hexagonal. Le prototype chimique adopté par convention est le sulfure de zinc (ZnS), bien que le minéral wurtzite soit un composé poly-atomique (à cause des impuretés). La structure cristalline wurtzite est décrite par la désignation Strukturbericht B4 et le symbole de Pearson hP4. Le numéro du groupe d'espace correspondant est 186 (selon la classification de l'union internationale de cristallographie) ou P6₃mc (selon la notation d'Hermann-Mauguin).

Parmi les composés qui peuvent adopter la structure wurtzite, en dehors de la wurtzite elle-même, on peut citer : AgI, ZnO, CdS, CdSe, α -SiC, GaN, AlN, BN et d'autres semi-conducteurs. Dans la plupart de ces composés, la wurtzite n'est pas la forme préférentielle du cristal ordinaire, mais cette structure peut être favorisée dans les formes nanocristallines du matériau [14].

Dans le cas des matériaux qui ont plus d'une structure cristalline, le préfixe « w- » est parfois ajouté à la formule brute pour indiquer la structure cristalline wurtzite, comme pour le w-BN. Chacun des deux types d'atome forme un sous-réseau de type hcp (de l'anglais hexagonal close-packed). Lorsqu'elles sont vues ensemble, les positions atomiques sont les

mêmes que celles de la lonsdaléite (diamant hexagonal). Chaque atome a une coordination tétraédrique.

La structure wurtzite est non-centrosymétrique (c'est-à-dire sans symétrie centrale). À cause de cela, les cristaux de type wurtzite peuvent posséder (et possèdent souvent) des propriétés telles que la piézoélectricité et la pyroélectricité, que les cristaux centrosymétriques n'ont pas. Les figures ci-dessous présentent les structures cristallines wurtzite [15].

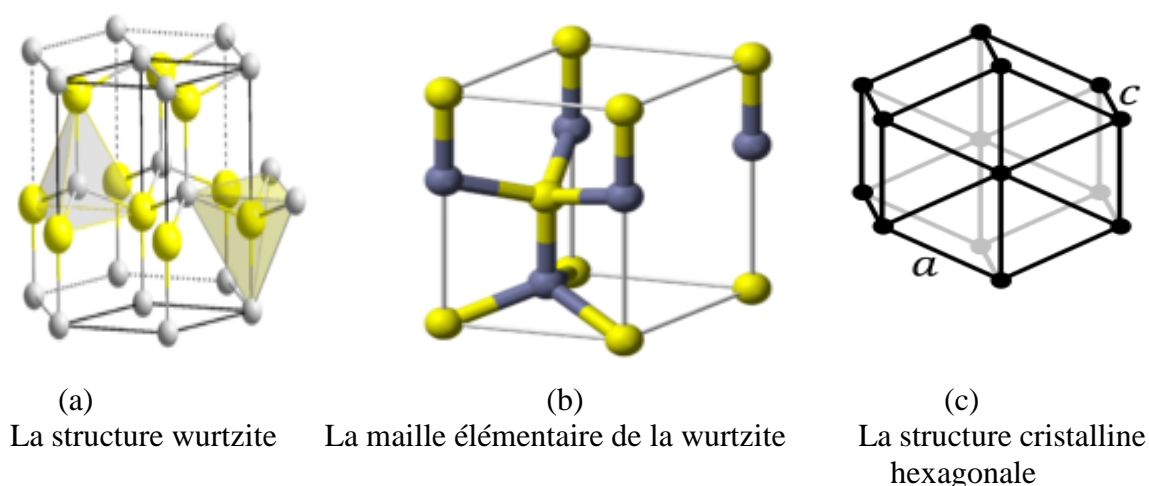


Fig. II.1. Les différentes structures wurtzite

Les éléments III-Nitrides peuvent être cristallisés suivant deux formes différentes : Le polytype thermodynamiquement stable c'est la structure wurtzite (hexagonale). Le polytype thermodynamiquement métastable donc la structure zinc blende (cubique). Elles sont obtenues en choisissant des conditions de croissance adaptées. Nous présentons ici les deux structures cristallographiques et les constantes de maille de chacune des deux phases du GaN.

Les paramètres de maille du GaN comparés à d'autres matériaux à base de nitrides sont présentés sur le tableau II.1 [15] où l'indice '0' correspond à la maille équilibrée non contrainte à la température ambiante.

Matériaux	Idéal	AlN	GaN	InN
a_0 (Å)	-	3.112	3.189	3.54
c_0 (Å)	-	4.982	5.185	5.705
c_0/a_0 (exp)	-	1.6010	1.6259	1.6116
c_0/a_0 (cal)	1.6330	1.6190	1.6336	1.6270
u_0	0.375	0.380	0.376	0.377

Tableau II.1. Paramètres de la maille wurtzite pour les éléments III-V à 300K°

II.3. Le Nitrure de Gallium

Le GaN présente la particularité d'être un matériau pyroélectrique et piézoélectrique. Cette spécificité permet de réaliser des transistors HEMT de type AlGaIn/GaN dont la densité d'électrons à l'interface peut aisément dépasser $1.5 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ sans dopage intentionnel de la barrière AlGaIn [14]. De plus, les propriétés remarquables du GaN, telles que sa bande interdite large et directe (3.44 eV), sa grande stabilité thermique et ses très bonnes propriétés mécaniques et physiques, le rendent un matériau intéressant en vue d'applications en opto et microélectronique. En effet, les caractéristiques propres du matériau GaN en font un candidat de choix pour les applications hautes puissances et hautes fréquences avec en particulier un champ de claquage très important [15].

II.3.1. Les propriétés électroniques du GaN

Le nitrure de gallium est un semi-conducteur à large gap direct de 3.44eV, ce qui permet aux dispositifs à base de GaN, tels que les HEMTs, de supporter un champ électrique interne en moyenne cinq fois supérieur que celui du Si et du GaAs. Sa tension de claquage élevée qui est supérieure à 50V (elle est de l'ordre de 30V pour le GaAs) est un attribut souhaité pour les applications de haute puissance [16].

Les propriétés électroniques du matériau GaN sont montrées sur le tableau I-2 comparées avec d'autres semi-conducteurs usuellement utilisés [15],[16] :

Matériaux	Si	GaAs	SiC	GaN
Constante diélectrique	11.9	13.1	9.7	9.0
Energie du gap (eV)	1.12	1.43	3.3	3.45
Champ de claquage (MV/cm)	0.3×10^6	0.4×10^6	2×10^6	$>2.5 \times 10^6$
Vitesse de saturation (cm/s)	1×10^7	2×10^7	2×10^7	2.2×10^7
Mobilité électronique ($\text{cm}^2/\text{V.s}$)	1500	4500	800	1250
Conductivité thermique (W/cm.K°)	1.5	0.46	4.9	1.7

Tableau II.2. Propriétés électroniques du GaN comparées à d'autres matériaux utilisés

II.3.2. Les propriétés électriques du GaN

II.3.2.1. La polarisation

La présence d'un champ de polarisation spontanée et piézoélectrique est l'une des propriétés physiques originales des composés semiconducteurs III-N de structure wurtzite, crû par épitaxie le long de la direction $\langle 0001 \rangle$, qui a des conséquences pour les applications électroniques. L'importance de la polarisation totale dans les composés nitrures présente un grand intérêt comparativement à d'autres semiconducteurs composés III-V tel que le GaAs.

II.3.2.2. La polarisation spontanée

Compte tenue de l'électronégativité, que possède l'azote par rapport aux autres éléments du groupe V tels que le gallium et l'indium, lui permet d'attirer plus fortement vers lui les électrons dans la liaison Ga-N. Le nuage électronique ne sera plus symétrique et le barycentre des charges électriques ne sera plus situé au centre des deux atomes (Ga, N). On dit d'une telle liaison qu'elle est polarisée car elle agit comme si elle possédait un pôle positif et un pôle négatif. Ce même effet existe pour le GaAs et InP de structure zinc blende mais relativement faible parce que leurs liaisons ioniques sont faibles. L'atome de gallium associé aux quatre atomes d'azote voisins forme des dipôles (figure II.2) tel que [17] :

$$\sum_{i=1}^4 \vec{P}_i = \vec{P}_{SP} \quad (II.1)$$

Il y a apparition d'une succession de dipôles orientés dans la direction $\langle 0001 \rangle$ et création d'un champ électrique dans le sens opposé à cette polarisation, le matériau possède ainsi une polarisation suivant l'axe c . A contrainte nulle, une polarisation spontanée P_{SP} existe, mentionnée dans le tableau II.3 [17].

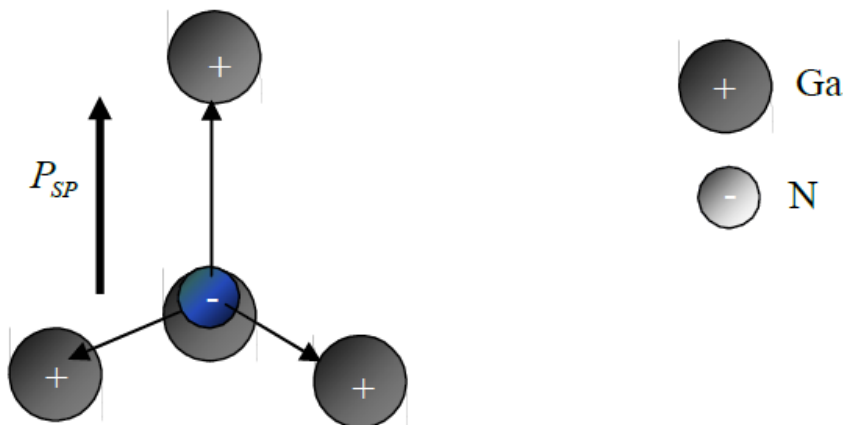


Fig.II.2. Polarisation spontanée dans le GaN

La structure cristalline du GaN possède une symétrie suivant l'axe c faisant que le gradient de polarisation ($V_p = -\sigma = 0$) et la densité de charges en volume soient nuls.

Matériaux	AlN	GaN	InN
c_0/a_0	1.6010	1.6259	1.6116
$P_{SP}(C/m^2)$	-0.081	-0.029	-0.032

Tableau II.3. Effets de la maille non idéale sur la polarisation spontanée dans les matériaux III-nitrures.

II.3.2.3. La polarisation piézoélectrique

La polarisation piézoélectrique est due au mécanisme de contrainte présent dans le cristal. C'est à dire si le facteur d'idéalité des mailles c_0/a_0 du matériau GaN a changé suivant un impact extérieur, un changement aura lieu dans la polarisation du cristal à cause de la forte ionisation de la liaison Ga-N. Alors, si une pression est appliquée, les paramètres de la maille idéale c_0 et a_0 changent pour accommoder cette pression, ce qui implique une variation dans la polarisation. Cette dernière, toujours présente dans les cristaux contraints à base de nitrure, est additionnelle à la polarisation spontanée et cette polarisation piézoélectrique est notée P_{PZ} . La polarisation piézoélectrique est donnée par la formule suivante [15],[16] :

$$P_{PZ} = 2 \frac{a-a_0}{a_0} \left(e_{31} - e_{33} \frac{c_{13}}{c_{33}} \right) \quad (\text{II.2})$$

Où :

c_{13}, c_{33} : Constantes élastiques.

e_{31}, e_{33} : Coefficients piézoélectriques.

$\epsilon_0 = \frac{a-a_0}{a_0}$: représente les contraintes assumées dans le plan latérale.

a_0, c_0 : Constantes de maille d'un matériau relaxé.

a : Constante de maille d'un matériau contraint.

Le tableau II.3 représente les différents paramètres de la polarisation piézoélectrique pour des matériaux à base de nitrure y compris le GaN.

II.4. Le fonctionnement d'un MESFET

Le fonctionnement d'un MESFET est similaire à celle du JFET, mais la seule différence est en MESFET un contact métal semi-conducteur est utilisé à l'entrée au lieu d'une jonction pn d'un JFET. Un dispositif MESFET est sollicité par l'application de deux tensions, V_{GS} et V_{DS} [7]. Ces tensions sont utilisées pour contrôler I_{ds} , qui est présent entre le drain et la source du dispositif, en faisant varier le champ électrique à l'intérieur du canal. Les modifications du champ en modifiant le potentiel appliqué, donnant lieu à trois régions distinctes dans les caractéristiques IV du dispositif à savoir:

- Zone linéaire ;
- Zone de saturation ;
- Zone pincement ;

Pour simuler la dépendance de I_{ds} sur V_{GS} et V_{DS} , la distribution du champ à l'intérieur du canal, qui dépend de la géométrie du dispositif, doit être connue [18].

Les micro-ondes MESFET sont des longueurs de grille submicronique ; appelés dispositifs de canal court ayant $L_G < a$. Considérant que les dispositifs de basse fréquence ayant $L_G > a$ sont appelés dispositifs de canal long [19].

II.4.1. Modèle de canal long

Les MESFET fabriqués en employant la condition $L_G > a$ sont appelés dispositifs a canal long et le modèle qui décrit le comportement de ces dispositifs est appelé aussi modèle de canal long. Il a été d'abord présenté par Shockley en 1951 [18]. Pour décrire le mécanisme de base impliqués dans le modèle Shockley, envisager une vue en coupe transversale d'un MESFET GaAs représenté sur la figure II.3. Dans cette figure L_G est la longueur du canal, h est la largeur d'appauvrissement, $V(x)$ est la chute de tension au-dessous de la grille, a est l'épaisseur épi-couche, W_d et W_s représenter la largeur de l'appauvrissement du côté drain et source du dispositif respectivement, et $A(x)$ est la hauteur de canal disponible défini comme

$$A(x) = a - h(x) \quad (II.3)$$

Ici, $A(x)$ est une fonction de x , parce que les électrons s'écoulent à partir de la source au drain.

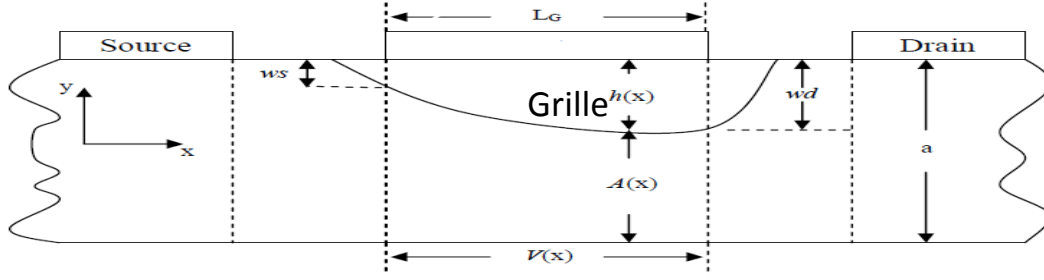


Fig.II.3. Une vue en section transversale d'un canal GaAs MESFET biaisé.

Donnant lieu à une chute de tension $V(x)$ le long du canal qui varie de zéro à la fin de la source au V_{ds} sur le côté du drain du dispositif. La différence de potentiel entre la grille et le canal en un point x quelconque est donnée comme

$$V_1 = \psi - V_{gs} + V(x) \quad (\text{II.4})$$

Ici ψ est la hauteur de barrière Schottky.

Afin de calculer la largeur de la couche d'appauvrissement formée par la barrière de Schottky, il est supposé que la jonction est brusque et tous les atomes donneurs (ND) sont ionisés [21]. Dans ces conditions, l'équation de Poisson bidimensionnelle peut être écrite comme

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial y^2} = -\frac{q}{\epsilon_s} N_d \quad (\text{II.5})$$

Si l'on suppose aussi que la variation du potentiel sur la longueur du canal est négligeable par rapport à champ y dirigé, l'équation (II.5) peut être modifiée comme

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_y}{\partial y^2} = -\frac{q}{\epsilon_s} N_d \quad (\text{II.6})$$

En résolvant l'équation (II.5) on peut évaluer le potentiel associé à la région d'appauvrissement dans les conditions aux limites de dispositif comme [20]

$$\psi = \frac{qN_d h^2(x)}{2\epsilon_s} \quad (\text{II.7})$$

Lorsque V_{gs} et V_{ds} sont différent de zéro, puis d n'est pas uniforme et il est en fonction de x et peut être écrit à l'aide des équations (II.4) et (II.7)

$$h(x) = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_d} [\psi_b - V_{gs} + V(x)]} \quad (\text{II.8})$$

La largeur d'appauvrissement W_d et W_s peuvent être déterminées en laissant $V(x) = V_{ds}$ au côté drain et $V(x) = 0$ au côté source du dispositif, respectivement. Ainsi,

$$W_d = \sqrt{\frac{2\epsilon_s(\psi_b - V_{gs} + V_{ds})}{qN_d}} \quad (\text{II.9})$$

ET

$$W_s = \sqrt{\frac{2\epsilon_s(\psi_b - V_{gs})}{qN_d}} \quad (\text{II.10})$$

En augmentant l'amplitude de la tension appliquée, la valeur de $A(x)$ décroît au point qu'il passe effectivement à zéro. La tension à laquelle $A(x) = 0$ est appelée tension de pincement ou la tension de seuil, V_T et représentée comme

$$V_T = \frac{qN_d a^2}{2\epsilon_s} - \psi_b \quad (\text{II.11})$$

Si μ la mobilité directe des porteurs libres est donnée par μ et en supposant que la largeur de l'appareil est Z , alors on peut écrire le courant de canal comme

$$I_{ds} dx = qN_d \mu A(x) Z dV \quad (\text{II.12})$$

Après l'intégration de l'équation (II.12) sur la longueur du canal nous obtenons

$$I_{ds} = I_p \left[\frac{V_{ds}}{V_T} - \frac{2}{3} \left(\frac{\psi_s - V_{gs} + V_{ds}}{V_T} \right)^{3/2} + \frac{2}{3} \left(\frac{\psi_s - V_{gs}}{V_T} \right)^{3/2} \right] \quad (\text{II.13})$$

Où I_p est le courant de saturation donné par

$$I_p = \frac{q^2 N_d^2 \mu Z h^3}{2\epsilon_s L_G} \quad (\text{II.14})$$

Lorsque le courant sature $V_{ds} \geq V_{sat}$ et $V_{gs} \neq V_T$ sa valeur est constante, mais différente de zéro, alors qu'à $V_{ds} \geq V_{sat}$ et $V_{GS} = V_T$ sa magnitude tend vers zéro.

L'équation (II.13) représente le modèle à canal longue qui est également connu comme le Modèle Shockley. L'équation représente les caractéristiques linéaire I-V d'un MESFET comme le montre la Figure II.4 Dans cette région $V_{ds} \ll V_{gs}$, par conséquent, en appliquant le rapprochement binomiale, l'équation (II.12) se réduit à

$$I_{ds} = \frac{I_P}{V_T} \left[1 - \sqrt{\left(\frac{\psi_b - V_{gs}}{V_T} \right)} \right] V_{ds} \quad (\text{II.15})$$

L'expression ci-dessus montre la variation linéaire de I_{ds} en fonction de V_{ds} .

Dans un dispositif à canal long, la saturation se produit lorsque le canal pincées-off en raison du V_{ds} appliquée, et à ce point le courant devient indépendante de V_{ds} sous des conditions idéales [20],[21]. Ainsi,

$$V_T = \psi_b - V_{gs} + V_{ds} \quad (\text{II.16})$$

En substituant cette condition dans l'équation (II.13), la valeur correspondante est I_{ds}

$$I_{ds(sat)} = I_P \left[\frac{1}{3} - \left(\frac{\psi_b - V_{gs}}{V_T} \right) + \frac{2}{3} \left(\frac{\psi_b - V_{gs}}{V_T} \right)^{3/2} \right] \quad (\text{II.17})$$

Cela représente les caractéristiques d'un MESFET dans la zone de saturation de fonctionnement à canal longue, La combinaison des équations (II.12) et (II.17) génère à la fois un champ des caractéristiques dans la région linéaire ainsi que la région de saturation de l'opération comme le montre la Figure II.4.

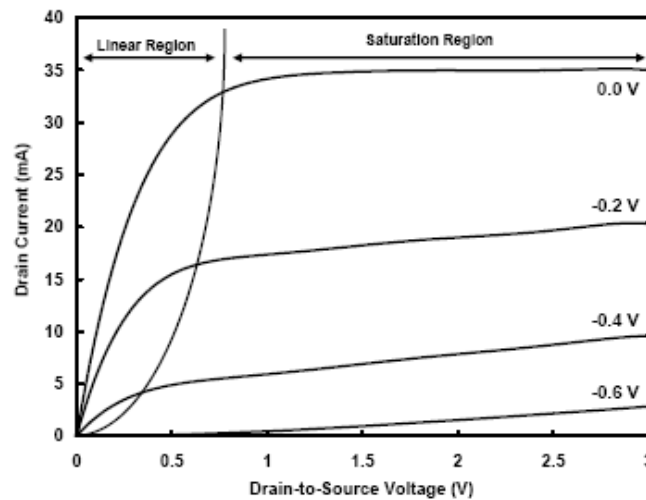


Fig.II.4. Caractéristiques I-V typiques d'un MESFET

Transconductance, g_m d'un dispositif après le début de saturation est donnée par

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}=const} = \frac{I_P}{V_T} \left[\sqrt{\frac{\psi_b - V_{gs}}{V_T}} - 1 \right] \quad (\text{II.18})$$

La conductance de sortie, g_d , dans la région de saturation est définie comme

$$g_d = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs}=const} = \frac{I_P}{V_T} \quad (\text{II.19})$$

Ceci montre que l'amplitude de g_d est plus élevée lorsque le courant de canal est plus élevé.

Une valeur élevée de g_d est une caractéristique indésirable, l'expression représente que sa valeur pourrait être contrôlée en contrôlant V_T d'un dispositif.

II.4.2. Modèle de canal court

Les dispositifs ayant la longueur $LG < a$ sont appelés dispositifs à canal court et le modèle décrivant les caractéristiques I-V de tels dispositifs est appelé modèle court canal. Selon le modèle de Shockley, le courant de saturation dans les FETs à canal long se produit lorsque le canal est pincé au niveau du côté drain-grille, tandis que dans micro-ondes MESFETs cela est dû à la vitesse de saturation. L'importance de la dépendance de domaine de la mobilité d'électrons pour la compréhension de la saturation actuelle dans les FETs a été mentionnée par Das et Ross. Ce concept a été développé pour des nombreux modèles théoriques qui sont utilisés pour décrire les caractéristiques de FET et d'interpréter les résultats expérimentaux [19], [20].

Comme le montre la Figure II.3, la largeur du canal actif disponible pour le passage du courant est donnée par

$$A(x) = a \left[1 - \sqrt{\frac{\psi_b - V_{gs} + V(x)}{V_T}} \right] \quad (\text{II.20})$$

En supposant que x le champ électrique, E_x est uniforme le long du canal et que V_{ds} augmente à partir de zéro, la valeur de E_x augmente également jusqu'à la saturation, E_s est obtenue avant le pincement. Après cela, les porteurs vont dériver avec la vitesse de saturation, V_s , et en conséquence I_{Ds} sature. Ainsi, le courant de saturation de transistors MESFET est donnée par

$$I_{ds(sat)} = qN_d v_s (a - d)Z = qN_d v_s A(x)Z \quad (\text{II.21})$$

A partir des équations (II.18) et (II.19), nous obtenons

$$I_{ds(sat)} = qN_d v_s aZ = \left[1 - \sqrt{\frac{\psi_b - V_{gs} + V(x)}{V_T}} \right] \quad (\text{II.22})$$

Ou

$$V(x) \approx E_s L_G \quad (\text{II.23})$$

Une valeur typique de $V(x)$ où la saturation se produit est d'environ 0,4 V [20].

Dans la région de saturation, g_m de dispositif à canal court est donc donnée par

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}=const} = \frac{\epsilon_s v_s Z}{h} \quad (\text{II.24})$$

Et Dans la saturation région, g_d est également définie comme

$$g_d = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs}=const} = -\frac{\epsilon_s v_s Z}{h} \quad (\text{II.25})$$

II.5. Les FETs Double grille

La structure d'un double grille FET (DG FET) permet un effet d'échelle plus agressive aussi les effets canal courtes sont réprimées par le doublement de la commande de grille. Il ya eu plusieurs variations proposées pour la structure DGFET, mais la plupart d'entre eux souffrent de la complexité du processus [20].

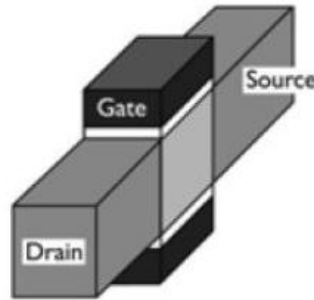


Fig.II.5. Structure FET Double grille

II.6. MESFET double grille

Les MESFET double grille (DGMESFET) ont été couramment utilisés à très haute fréquence dans de nombreuses applications différentes tels que des amplificateurs de gain contrôlés, multiplicateurs de fréquence, les multiplexeurs et les répartiteurs de puissance, [14].

En général, un DGMESFET est essentiellement modélisé comme une connexion en cascade de deux MESFET à une seule grille (SGMESFET) FET_1 et FET_2 comme le montre la figure II.6, où chaque partie d'un FET a un générateur de courant. Cette configuration améliore l'impédance de sortie, réduit la capacité de rétroaction les effets de canal court par rapport à ceux observés dans les FETs avec une seule grille [15].

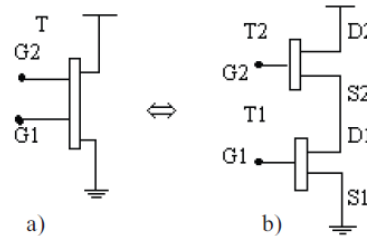


Fig.II.6. Schéma symbolique de: (a) DGMESFET

(b) Circuit Cascade de deux SGMESFET.

II.6.1. Développement du model

Pour une longueur de grille submicronique du transistor MESFET, la solution de l'équation de Poisson pour une structure DG GaN-MESFET satisfaire les conditions aux limites appropriées sont nécessaires pour modéliser les effets de canal court. La structure proposée du transistor DG GaN-MESFET est illustrée sur la figure II.7 La structure est symétrique avec doubles grilles métalliques.

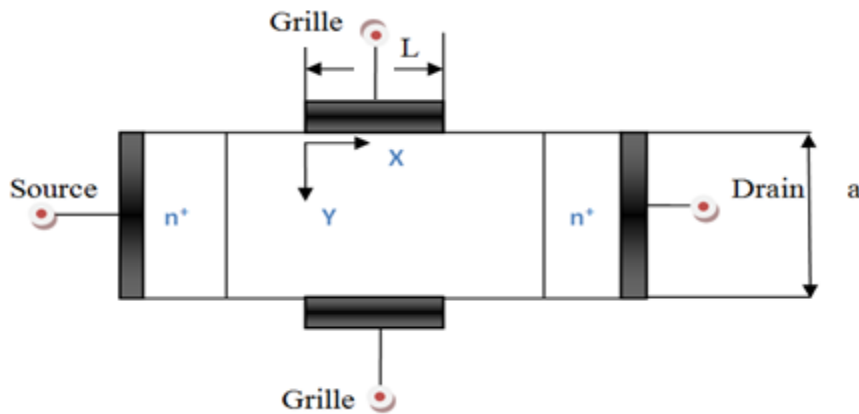


Fig.II.7. La structure d'un transistor DG GaN-MESFET

L'équation de poisson pour la zone active est donnée par :

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial y^2} = -\frac{q}{\epsilon_s} N_d \quad (\text{II.26})$$

Où $\psi(x, y)$ est le potentiel électrostatique, ϵ_s est la permittivité diélectrique du GaN, q est la charge d'électron, N_d représente la concentration de dopage de la zone active. Les conditions aux limites pour $\psi(x, y)$ sont trouvés en satisfaisant la continuité du potentiel à l'interface (grille métallique/ GaN) et à l'interface coté source / drain sont données par:

$$\psi(x, 0) = V_0 \quad (\text{II.28})$$

$$\psi(x, a) = V_0 \quad (\text{II.29})$$

$$\psi(0, y) = V_{bi} - V_{bs} \quad (\text{II.30})$$

$$\psi(L, y) = V_{bi} - V_{bs} + V_{ds} \quad (\text{II.31})$$

$$\text{Avec} \quad V_0 = V_{bi} - V_{gs} \quad (\text{II.32})$$

Où V_{bi} est le potentiel de la barrière de Schottky, V_{gs} est la tension appliquée grille-source, V_{bs} représente la tension du substrat, V_{ds} est la tension appliquée drain-source.

Pour trouver la solution analytique de l'équation (II.26), on applique le principe de superposition [21] et on écrit $\psi(x, y)$ comme la somme de deux termes $\psi_{1D}(y)$; qui est la solution de l'équation de poisson en 1D dans la direction perpendiculaire au canal et $\psi_{2D}(x, y)$ est la solution résiduelle de l'équation différentielle en 2D.

Après l'application des conditions aux limites et la technique de séparation de variable [28], la forme finale du potentiel est donnée en série de Fourier par :

$$\psi(x, y) = \psi_{1D}(y) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(k_n y)}{\sinh(k_n L)} [A_n \sinh(k_n (L - x)) + B_n \sinh(k_n x)] \quad (\text{II.33})$$

$$\text{Avec} \quad \psi_{1D}(y) = V_0 - \frac{qN_d y^2}{2\epsilon_s} + \frac{qN_d a y}{2\epsilon_s} \quad (\text{II.33,a})$$

$$k_n = \frac{(2n+1)\pi}{a} \quad (\text{II.33, b})$$

$$A_n = (V_{bi} - V_0) \frac{4}{(2n+1)\pi} - \frac{4qN_d}{\varepsilon_s a k_n^3} \quad (\text{II.33, c})$$

$$B_n = (V_{bi} - V_0 + V_{ds}) \frac{4}{(2n+1)\pi} - \frac{4qN_d}{\varepsilon_s a k_n^3} \quad (\text{II.33, d})$$

II.6.2. Le facteur sous le seuil [21]

Pour l'optimisation d'un modèle analytique du facteur sous-seuil afin d'étudier le comportement du transistor DG GaN-MESFET à canal court.

On se basant sur le modèle compact du GaN-MESFET et la définition du facteur sous-seuil, un nouveau modèle compact de ce dernier dans la structure DG GaN-MESFET peut être défini comme:

$$S = \frac{\partial V_{gs}}{\partial \log I_{DS}} \approx V_{th} \ln 10 \left[\frac{\partial \psi_{\min}}{\partial V_{gs}} \right]^{-1} \quad (\text{II.34})$$

Avec $V_{th} = \frac{KT}{q}$

$$\psi_{\min} \approx V_0 - \frac{qN_d a^2}{72\varepsilon_s} + \frac{qN_d a^2}{12\varepsilon_s} + \frac{\sin(k_1 a / 8)}{\sinh(k_1 L)} [A_1 \sinh(k_1 (L - x_{\min})) + B_1 \sinh(k_1 x_{\min})] \quad (\text{II.35})$$

Donc, le facteur sous le seuil peut être donné par la forme suivante :

$$S = V_{th} \ln 10 [1 + \Delta S]^{-1} \quad (\text{II.36})$$

Où

$$\Delta S = \frac{\sin(ky)}{\sinh(kL)} \left[\frac{4}{3\pi} [\sinh(k(L - x_{\min})) + \sinh(kx_{\min})] + \frac{2}{3\pi} \frac{(B - A)(\exp(kL) - \exp(-kL))}{(\exp(kL) + \exp(-kL)) - B^2 - A^2} \times \left[\frac{1}{A} \cosh(kx_{\min}) - \frac{1}{B} \cosh(k(L - x_{\min})) \right] \right] \quad (\text{II.37})$$

Avec

$$x_{\min} = \frac{1}{2k_1} \ln \left[\frac{A_1 \exp(k_1 L) - B_1}{B_1 - A_1 \exp(-k_1 L)} \right] \quad (\text{II.38})$$

Où L, a, N_d et V_{bi} sont des paramètres à optimisés.

En utilisant l'équation (II.33) et (II.35), et après quelques manipulations mathématiques, le modèle compact de la tension de seuil du DG GaN-MESFET à canal court est défini comme :

$$V_{th} = V_{th}^0 - A_1 \operatorname{sech}(k_1 L / 2) \quad (\text{II.39})$$

Où V_{th}^0 représente la tension de seuil pour le canal long donné par :

$$V_{th}^0 = V_{bi} - \frac{qN_d a^2}{2\epsilon_s}$$

Le second terme $A_1 \operatorname{sech}(k_1 L / 2)$ représente la dégradation de la tension de seuil due aux effets à canal court. Il est noté que ce paramètre peut être négligé dans le cas où la longueur du canal est plus supérieure de l'épaisseur de la couche active du GaN (a). Cependant, dans le cas du canal long, la tension de seuil dans l'équation (III-12) peut être simplifiée comme

$$V_{th} = V_{th}^0 = V_{bi} - \frac{qN_d a^2}{2\epsilon_s}.$$

II.7. Conclusion

Les Transistors utilisant des matériaux III-V peuvent offrir des performances élevées en termes de haut débit des circuits et de faible puissance. Cependant, pour profiter pleinement de la forte mobilité des matériaux de canaux à large bande interdite, des nouvelles structures de dispositifs, tels que les DG FETs ainsi que l'ingénierie de souche seront nécessaires, afin de parvenir à de forts courants d'entraînement tout en maintenant une faible fuite à l'état bloqué. Nous avons traité dans ce chapitre les équations de la structure proposé qui dépend essentiellement du facteur sous seuil. Ce dernier fera l'objet de notre travail dans les prochains chapitres. Afin d'optimiser le facteur sous seuil on a besoin utilisé des techniques performants. Ces derniers vont être traité dans le prochain chapitre.

Techniques utilisées pour l'optimisation

III.1. Introduction

Ce chapitre présente une approche pour la résolution du problème de minimisation par les algorithmes génétiques et l'algorithme de Levenberg-Marquardt.

III.2. Algorithmes génétiques

John Holland et all ont développés à l'université de Michigan les Algorithmes Génétiques (AGs), métaphores biologiques inspirées des mécanismes de l'évolution darwinienne (sélection naturelle) et de la génétique. Ces métaphores prennent la forme d'algorithmes de recherche appelés "algorithmes génétiques" [22][23].

Ces algorithmes font partie de la classe des algorithmes dits stochastiques. En effet une grande partie de leur fonctionnement est basée sur le hasard. Bien qu'utilisant le hasard, les AGs ne sont pas purement aléatoires. Ils exploitent efficacement l'information obtenue précédemment pour spéculer sur la position de nouveaux points à explorer, avec l'espoir d'améliorer la performance [23][24].

Les algorithmes génétiques permettent à une population de solutions de converger vers les solutions optimales. Pour ce faire, ils vont utiliser un mécanisme de sélection des individus de la population (les solutions potentielles). Les individus sélectionnés vont être croisés entre eux (exploitation), et certains vont être mutés (exploration). Ces mécanismes d'exploitation et d'exploration vont permettre de converger vers les bonnes solutions en évitant, autant que faire se peut, les optima locaux [23].

III.2.1. Terminologie et éléments de base

Un algorithme génétique recherche les extrêmes d'une fonction définie sur un espace de données appelé population. Par analogie avec la génétique, chaque individu de cette population est un chromosome et chaque caractéristique de l'individu est un gène. Dans un cas simple, un gène sera représenté par un bit (0 ou 1), un chromosome par une chaîne de bits. Chaque gène représente une partie élémentaire du problème, il peut être assimilé à une variable et peut prendre des valeurs différentes appelées allèles. La position du gène dans le chromosome se nomme locus [22].

On parle également de génotype et de phénotype. Le génotype représente l'ensemble des

valeurs des gènes du chromosome alors que le phénotype représente la solution réelle après transformation du chromosome. Lors de la génération d'une nouvelle population, des opérateurs génétiques tels que la sélection, le croisement et la mutation sont nécessaires pour la manipulation des chromosomes [22].

III.2.2. Utilisation de l'algorithme génétique

L'algorithme génétique résout des problèmes n'ayant pas de méthode de résolution décrite précisément ou dont la solution exacte, si elle est connue, est trop compliquée pour être calculée en un temps raisonnable. Ceci dit, face à un problème pour lequel il existe pour ainsi dire une infinité de solutions, plutôt que d'essayer naïvement toutes les solutions une à une pour trouver la meilleure, on va explorer l'espace des solutions en se laissant guider par les principes des algorithmes génétiques.

III.2.3. Fonctionnement de l'algorithme génétique

Un algorithme génétique fonctionne typiquement à travers un cycle simple de quatre étapes [23]:

1. Création d'une population de chromosomes ;
2. Evaluation de chaque chromosome ;
3. Sélection des meilleurs chromosomes ;
4. Manipulation génétique, pour créer une nouvelle population de chromosomes.

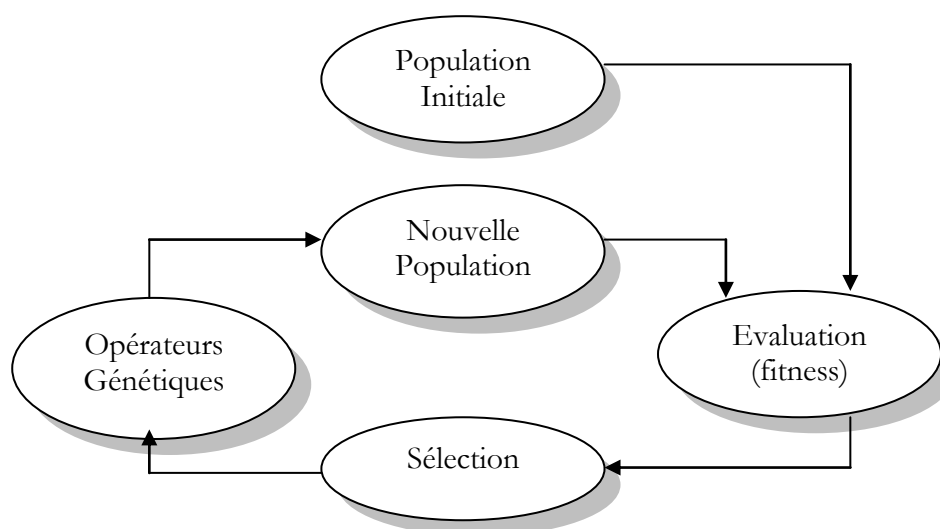


Fig. III.1. Cycle génétique

Le cycle décrit par la Figure III.1 est inspiré par la terminologie génétique. Lors de chaque cycle, une nouvelle génération de solutions du problème est obtenue. Premièrement,

une population initiale est générée où chaque individu-solution de la population est codé sous forme d'une chaîne de caractères (chromosomes). Ensuite, une évaluation de chaque chromosome sera établie. Cette évaluation consiste à évaluer la qualité des chromosomes à l'aide de la fonction d'évaluation fitness. Ce qui permet de sélectionner les chromosomes les plus adaptés et par conséquent leur appliquer les opérateurs génétiques (croisement et mutation) ce qui crée une nouvelle génération. A la fin du cycle, une nouvelle population est acquise ouvrant ainsi la voie pour une nouvelle génération et par conséquent un nouveau cycle.

III.2.4. Variantes

En fait, les algorithmes génétiques sont une famille d'algorithmes, basés autour des mêmes idées. Cependant il existe beaucoup de variantes possibles suivant la représentation choisie, les opérateurs de croisement, de mutation et de sélection [24]. La section suivante présente les choix les plus courants qui définissent les variantes.

III.2.4.1. Codage

Le codage est une modélisation d'une solution d'un problème donné sous forme d'une séquence de caractères appelée chromosome où chaque caractère, dit aussi gène, représente une variable ou une partie du problème. La tâche principale consiste à choisir le contenu des gènes qui facilite la description du problème et respecte ses contraintes. La littérature définit deux types de codage binaire et réel [22].

a. Codage binaire

Le codage classique utilise l'alphabet binaire 0 et 1. Dans ce cas le chromosome représente simplement une suite de 0 et de 1. Le codage binaire est également indépendant des opérateurs génétiques (croisement et mutation) du moment où ces derniers ne nécessitent aucune spécification. En effet, toute manipulation d'un chromosome donne naissance à un nouveau chromosome valide. Dans la pratique, le codage binaire peut présenter des difficultés. En effet, il est parfois très difficile ou très lourd de coder des solutions de cette manière. En outre, dans certain cas la taille mémoire requise peut devenir prohibitive [22].

b. Codage réel

Pour certain problème d'optimisation, il est plus pratique d'utiliser un codage réel des chromosomes. Un gène est ainsi représenté par un nombre réel au lieu d'avoir à coder les réels en binaire puis de les décoder pour les transformer en solutions effectives. Le codage

réel permet d'augmenter l'efficacité de l'algorithme génétique et d'éviter des opérations de décodage supplémentaires. En effet, un chromosome codé en réels est plus court que celui codé en binaire.

III.2.4.2. Évaluation fitness

L'opérateur d'évaluation n'est pas anodin. Il est utilisé par l'opérateur de sélection pour faire son choix des individus à conserver. Ainsi, pour mesurer les performances de chaque individu qui correspond à une solution donnée du problème à résoudre, on introduit une fonction d'évaluation. Elle permet de quantifier la capacité d'un individu à survivre en lui affectant un poids couramment appelé fitness. La force de chaque chromosome de la population est calculée afin que les plus forts soient retenus (étape de sélection) puis modifiés (croisement et mutation). La complexité de la fonction d'évaluation dépend essentiellement du problème et de ses contraintes [22].

Ces deux derniers éléments, codage et évaluation, sont les seuls éléments spécifiques au problème à résoudre. Une fois qu'ils sont fixés, l'algorithme génétique que l'on appliquera sera toujours le même [23].

III.2.4.3. Population initiale

Une fois le codage choisi, une population initiale formée de solutions admissibles du problème doit être déterminée. Plusieurs mécanismes de génération de la population initiale sont utilisés dans la littérature [24]. Le choix de l'initialisation se fera en fonction des connaissances que l'utilisateur a sur le problème. S'il n'a pas d'informations particulières, alors une initialisation aléatoire, la plus uniforme possible afin de favoriser une exploration de l'espace de recherche maximum, sera la plus adaptée. Mais dans d'autres cas, il est possible d'utiliser d'autres mécanismes. Par ailleurs, cette étape présente un problème principal qui est celui du choix de la taille de la population. En effet une population trop grande augmente le temps de calcul et demande un espace mémoire considérable, alors qu'une population trop petite conduit à l'obtention d'un optimum local.

III.2.4.4. Critère d'arrêt

La détermination de l'arrêt d'un processus génétique est l'une des difficultés majeures de l'approche génétique. En effet, si l'on excepte le cas des problèmes artificiels, on ne sait jamais si l'on a trouvé l'optimum. Dans la pratique, l'utilisateur déclare un nombre d'énérations maximum. La recherche peut également être stoppée lorsque tous les individus d'une même population sont des copies d'un même individu. On dit alors qu'il y a perte de

diversité génétique [22].

Les critères d'arrêt se résument alors en

- Arrêt après un nombre de générations fixé à priori.
- Arrêt lorsque la population cesse d'évoluer ou en présence d'une population homogène.

III.2.4.5. Sélection

L'opérateur de sélection est chargé de favoriser les meilleurs individus [22]. Plus formellement, l'opérateur de sélection va générer à partir de la population courante une nouvelle population par copie des individus choisis de la population courante. La copie des chaînes s'effectue en fonction des valeurs de la fonction d'adaptation. Ce procédé permet de donner aux meilleures chaînes, une probabilité élevée de contribuer à la génération suivante. Cet opérateur est bien entendu une version artificielle de la sélection naturelle, la survie darwinienne des chaînes les plus adaptées [23].

Il existe de nombreuses techniques de sélection, les plus courantes seront évoquées dans la section suivante.

♦ **La sélection par classement** elle consiste à ranger les individus de la population dans un ordre croissant (ou décroissant selon l'objectif) et à retenir un nombre fixé de génotypes. Ainsi, seuls les individus les plus forts sont conservés. L'inconvénient majeur de cette méthode est la convergence prématurée de l'algorithme génétique. Il est parfois nécessaire de garder quelques individus jugés faibles pour créer la diversité au niveau de la population. Une autre difficulté consiste à fixer une limite à la sélection ce qui empêche parfois de garder des bons candidats pour les futures générations [23].

♦ **La sélection par la roulette** elle consiste à créer une roue de loterie biaisée pour laquelle chaque individu de la population occupe une section de la roue proportionnelle à sa valeur d'évaluation. Ainsi, même les individus les plus faibles ont une chance de survivre. Si la population d'individus est de taille égale à N , alors la probabilité de sélection d'un individu x_i notée $p(x_i)$ est égale à :

$$P(x_i) = \frac{F(x_i)}{\sum_{k=1}^N F(x_k)} \quad (\text{III.1})$$

En pratique, on calcule pour chaque individu x_i sa probabilité cumulée $q_i = \sum_{j=1}^i P(x_j)$ et on choisi aléatoirement un nombre r compris entre 0 et 1.

L'individu retenu est x_1 si $q_1 \geq r$ ou x_i ($2 \leq i \leq N$) si $q_{i-1} < r \leq q_i$. Ce processus est répété N fois. Avec une telle sélection, un individu fort peut être choisi plusieurs fois. Par contre, un

individu faible a moins de chance d'être sélectionné [23].

C'est cette sélection qui a été exclusivement utilisée dans ce mémoire.

♦ **La sélection par tournoi** elle consiste à choisir aléatoirement deux ou plusieurs individus et à sélectionner le plus fort. Ce processus est répété plusieurs fois jusqu'à l'obtention de N individus. L'avantage d'une telle sélection est d'éviter qu'un individu très fort soit sélectionné plusieurs fois [22].

III.2.4.6. Croisement

La naissance d'un nouvel individu, nécessite la prise aléatoire d'une partie des gènes de chacun des deux parents. Ce phénomène, issu de la nature est appelé croisement (crossover). Il s'agit d'un processus essentiel pour explorer l'espace des solutions possibles. Une fois la sélection terminée, les individus sont aléatoirement répartis en couples. Les chromosomes parents sont alors copiés et recombinaison afin de produire chacun deux descendants ayant des caractéristiques issues des deux parents. Dans le but de garder quelques individus parents dans la prochaine population, on associe à l'algorithme génétique une probabilité de croisement, qui permet de décider si les parents seront croisés entre eux ou s'ils seront tout simplement recopiés dans la population suivante.

La littérature définit plusieurs opérateurs de croisement. Ils diffèrent selon le type de codage adapté et la nature du problème traité [24].

a. Croisement binaire

Ce croisement peut avoir recours à plusieurs types en occurrence [22] :

♦ **Croisement en un point** : c'est le croisement le plus simple et le plus connu dans la littérature. Il consiste à choisir au hasard un point de croisement pour chaque couple de chromosomes. Les sous-chaînes situées après ce point sont par la suite inter-changées pour former les deux fils (Figure III.2).

Parent1 :	0	1	1	0	1	1	0	1
Parent2 :	1	1	0	0	1	0	0	1
Fils 1 :	0	1	1	0	1	0	0	1
Fils 2 :	1	1	0	0	1	1	0	1

Fig. III.2. Croisement en un point de deux chromosomes.

♦ **Croisement en n points** : Ce type de croisement s'énonce par un choix aléatoirement de n points de coupure pour dissocier chaque parent en n+1 fragments. Pour former un fils, il suffit de concaténer alternativement n+1 sous chaînes à partir des deux parents. Ce croisement cherche à explorer tout l'espace de solutions possibles en créant des descendants ayant des caractéristiques très loin des parents.

♦ **Croisement en deux points** : c'est un cas particulier du croisement en n points. On choisit aléatoirement deux points de coupure pour créer les descendants.

♦ **Croisement uniforme** : cette technique génère des progénitures gène par gène à partir des deux parents. Il existe des versions distinctes de ce croisement. La plus connue est celle qui utilise un masque. S'il est égal à 1, l'enfant 1 reçoit l'allèle correspondant du parent 1 et l'enfant 2 reçoit celui du parent 2. Sinon, l'échange se fait dans l'autre sens (Figure III.3).

Parent1 :	0	1	1	0	1	1	0	1
Parent2 :	1	0	0	0	1	0	1	1
Masque	0	1	0	1	0	0	1	1
Fils1 :	1	1	0	0	1	0	0	1
Fils2 :	0	0	1	0	1	1	1	1

Fig. III.3. Croisement uniforme.

b. Croisement réel

Le codage réel requiert des opérateurs génétiques spécifiques pour la manipulation des chromosomes. Il est de plusieurs types [23]:

♦ **Ordre de base cyclique** : pour créer un fils, il suffit de copier une sous-chaîne d'un parent et de compléter les gènes manquants à partir de l'autre parent, en maintenant l'ordre des gènes. Généralement, une fois deux chromosomes parents sélectionnés pour le croisement, deux points de coupures sont choisis aléatoirement sur chaque parent. Ensuite on place les sous-chaînes entre les points de coupure sur les deux fils dans la même position que les parents. Pour compléter les gènes manquants du fils 1, on commence par insérer les gènes situés à droite du deuxième point de coupure du parent 2 tout en gardant l'ordre des gènes et en ignorant les gènes déjà pris. Le deuxième fils est complété à partir du parent 1 de la même manière que le fils 1. La Figure III.4 montre sur un exemple des étapes de ce type de croisement.

	1 ^{er} pt			2 ^{ème} pt					
Père 1	a	b	c	d	e	f	g	h	i
Père 2	f	b	g	a	e	i	c	h	d
Fils 1	.	.	.	d	e	f	g	.	.
Fils 2	.	.	.	a	e	i	c	.	.
Fils 1	a	i	c	d	e	f	g	h	b
Fils 2	d	f	g	a	e	i	c	h	b

Fig. III.4. Croisement d'ordre de base cyclique.

♦ **Croisement uniformément continu** : ce type a été suggéré pour produire des chromosomes valides. Un chromosome $X=(x_1, x_2, \dots, x_n)$ est valide lorsque

$$\sum_{i=1}^n x_i = 1 \quad (\text{III.2})$$

Étant donné deux chromosomes valides

$$X=(x_1, x_2, \dots, x_n)$$

Et

$$Y=(y_1, y_2, \dots, y_n)$$

Les descendants

$$X'=(x'_1, x'_2, \dots, x'_n)$$

Et

$$Y'=(y'_1, y'_2, \dots, y'_n)$$

Sont définis de la façon suivante

$$x'_i = s x_i + (1-s) y_i$$

Et

$$y'_i = (1-s) x_i + s y_i.$$

Où s est une constante choisie à chaque itération aléatoirement dans l'intervalle $[-0.5, 0.5]$.

♦ **Croisement d'ordre maximal** : ce type de croisement a pour objectif de garder le maximum possible les positions et l'ordre des gènes. On commence par choisir aléatoirement deux points de coupure. Les sous-chaînes situées au milieu sont interchangeées. Les gènes manquants sont par la suite complétés à partir de chaque père en allant de gauche à droite et en choisissant le premier caractère disponible. A la différence du croisement de base cyclique, le fils 1 est complété à partir du parent 1 et le fils 2 à partir du parent 2. La Figure III.5 illustre un exemple de croisement d'ordre maximal.

Père 1 :	a	b	c	d	e	f	g	h	i
Père 2 :	f	b	g	a	e	i	c	h	d
Fils 1 :	b	d	f	a	e	i	c	g	h
Fils 2 :	b	a	i	d	e	f	g	c	h

Fig. III.5. Croisement d'ordre maximal.

III.2.4.7. Mutation

La mutation est définie étant la modification aléatoire d'une partie d'un chromosome. Elle constitue une exploration aléatoire de l'espace des chaînes [23].

C'est un phénomène qui a un rôle théoriquement plus marginal : il est là pour éviter une perte irréparable de la diversité. Différentes manières de mutation d'un chromosome sont aussi définies dans la littérature [22].

a. Mutation en codage binaire

Dans un algorithme génétique simple, la mutation en codage binaire est la modification aléatoire occasionnelle (de faible probabilité) de la valeur d'un caractère de la chaîne [24].

b. Mutation en codage réel

Pour le codage réel, les opérateurs de mutation les plus connus et les plus utilisés sont les suivants [24] ;

♦ L'opérateur **d'inversion simple** : consiste à choisir aléatoirement deux points de coupure et inverser les positions des bits situés au milieu.

♦ L'opérateur **d'insertion** : consiste à sélectionner au hasard un bit et une position dans le chromosome à muter, puis à insérer le bit en question dans la position choisie.

♦ L'opérateur **d'échange réciproque** : cet opérateur permet la sélection de deux bits et les interchangés. L'utilisation de probabilités ne signifie pas que la méthode n'est qu'une exploration aléatoire. Les AGs utilisent des choix aléatoires comme des outils pour guider l'exploration à travers les régions de l'espace de recherche, avec une amélioration probable [23].

III.2.5. Valeurs des paramètres

Les paramètres qui conditionnent la convergence d'un algorithme génétique sont :

- La taille de la population d'individus ;

- Le nombre maximal de générations ;
- La probabilité de croisement ;
- La probabilité de mutation.

Les valeurs de tels paramètres dépendent fortement de la problématique étudiée. Ainsi il n'existe pas de paramètres qui soient adaptés à la résolution de tous les problèmes qui peuvent être posés à un algorithme génétique. Cependant, certaines valeurs sont souvent utilisées et peuvent être de bons points de départ pour démarrer une recherche de solutions à l'aide d'un AG.

- La probabilité de croisement est choisie dans l'intervalle $[0.7, 0.99]$;
- La probabilité de mutation est choisie dans l'intervalle $[0.001, 0.01]$.

Trouver de bonnes valeurs à ces paramètres est donc un problème parfois délicat.

III.3. Méthode de levenberg-marquardt

L'algorithme de Levenberg-Marquardt, ou algorithme LM, permet d'obtenir une solution numérique au problème de minimisation d'une fonction, souvent non linéaire et dépendant de plusieurs variables. L'algorithme interpole l'algorithme de Gauss-Newton et l'algorithme du gradient. Plus stable que celui de Gauss-Newton, il trouve une solution même s'il est démarré très loin d'un minimum. Cependant, pour certaines fonctions très régulières, il peut converger légèrement moins vite. L'algorithme fut développé par Kenneth Levenberg, puis publié par Donald Marquardt.

L'équation itérative originale proposée par Levenberg est la suivante :

$$\delta_{\theta} = [\nabla F(t, \theta)^T \cdot \nabla F(t, \theta) + \mu I]^{-1} \cdot \nabla F(t, \theta)^T (Y - F(t, \theta)) \quad (\text{III.3})$$

Où I est la matrice identité et le paramètre μ joue le rôle d'un amortissement de la correction; il doit être ajusté à chaque pas de calcul.

- Si $\mu \rightarrow 0$, on retrouve l'algorithme de Gauss-Newton.
- Si $\mu \rightarrow \infty$, on retrouve l'algorithme du Gradient.

Dans les cas simples, on peut se contenter d'un amortissement constant, dont la valeur initiale a été proposée par Marquardt

$$\mu_0 = v \cdot \max [\nabla F(t, \theta)^T \cdot \nabla F(t, \theta)] \quad (\text{III.4})$$

OU :

v est un paramètre de gain à choisir convenablement

La méthode de Levenberg-Marquardt peut être résumée dans l'enchaînement des étapes suivantes:

Étape 0: Construction de la fonctionnelle,

$$J(\theta) = \frac{1}{n} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^N \varepsilon_i(k)^T \varepsilon_i(k) \quad (\text{III.5})$$

Étape 1: Initialisation des paramètres,

- $\mu = \mu_0$: Paramètre scalaire de Marquardt,
- $\theta = \theta_0$: Vecteur des estimates initiaux,
- $v = v_0$: Paramètre de réduction de μ ,
- $\varepsilon = \varepsilon_0$: Tolérance de convergence,
- $k = k_{\max}$: Nombre maximal des itérations.

Étape 2: Calcul préliminaire de $y_{m_0}, \varepsilon_0, J_0$.

Étape 3: Calcul du problème contraint initial (évaluation des fonctions de pénalité, évaluation de la fonctionnelle avec contraintes).

Étape 4: Calcul itératif

$$[\nabla F(t, \theta)^T \cdot \nabla F(t, \theta) + \mu I]^{-1} \cdot \nabla F(t, \theta)^T (Y - F(t, \theta)) = -\nabla F(t, \theta)^T F(t, \theta)$$

Étape 5: Test de décroissance de la fonctionnelle.

Étape 6: Calcul de $\mu_{k+1} = \frac{\mu_k}{v}$.

Étape 7: Test de convergence.

En pratique on choisit une valeur initiale et on calcule la première itération. S'il y a convergence la valeur de sera divisée par deux pour augmenter le pas de convergence, sinon elle sera multipliée par deux pour diminuer le pas de convergence et garantir une robustesse de la méthode.

III.4. Conclusion

Ce chapitre a établi les fondations théoriques nécessaires à la compréhension des algorithmes génétiques et l'algorithme de Levenberg-Marquardt. Ainsi que leurs applications dans le domaine d'optimisation vu leurs efficacités.

Dans le quatrième chapitre, ces algorithmes d'optimisation seront appliqués à la résolution d'un problème d'optimisation du facteur sous-seuil du DG GaN-MESFET.

Chapitre IV

Résultats obtenus des deux méthodes d'optimisation

IV.1. Introduction

Le but de ce chapitre est l'utilisation de la technique évolutionnaire (AG) et la méthode de Levenberg-Marquardt pour l'optimisation du facteur sous-seuil. Dans notre cas, le problème de modélisation peut être transformé au problème d'optimisation et l'utilisation des techniques d'optimisation. Le but par conséquent est de rechercher les paramètres optimaux du facteur sous-seuil. Les résultats obtenus par notre approche évolutionnaire (AG) seront comparés avec ceux obtenus par la méthode de Levenberg-Marquardt.

IV.2. L'algorithme génétique

Les stratégies conventionnelles d'extraction de paramètres, telles que les méthodes de gradient ou les méthodes directes fournissent une succession des optimums locaux. Ailleurs, la méthode d'extraction de paramètres par les AGs fournit des solutions optimales globales du modèle analytique du dispositif étudié.

L'application des AGs exige la détermination de quatre paramètres fondamentaux: représentation de chromosome (population), les opérateurs génétiques (mutation et croisement), initialisation, fonction de sélection, critère d'arrêt et l'évaluation de la fonction fitness.

Dans ce travail, les paramètres de modèle analytique (4 paramètres) sont traités comme des chromosomes pour les GAs, ces paramètres sont optimisés par la minimisation de la fonction fitness.

IV.2.1. Modélisation et optimisation du facteur sous le seuil

Dans cette application, on présente l'applicabilité des algorithmes génétiques pour l'étude et l'optimisation d'un modèle analytique du facteur sous-seuil, après l'étude du comportement du transistor DG GaN-MESFET à canal court dans le deuxième chapitre. Le facteur sous-seuil peut être défini comme:

$$S = V_{th} \ln 10 [1 + \Delta S]^{-1} \quad (IV.1)$$

$$\Delta S = \frac{\sin(ky)}{\sinh(kL)} \left[\frac{4}{3\pi} [\sinh(k(L - x_{\min})) + \sinh(kx_{\min})] + \frac{2}{3\pi} \frac{(B - A)(\exp(kL) - \exp(-kL))}{(\exp(kL) + \exp(-kL)) - B^2 - A^2} \times \left[\frac{1}{A} \cosh(kx_{\min}) - \frac{1}{B} \cosh(k(L - x_{\min})) \right] \right] \quad (IV.2)$$

Avec

$$x_{\min} = \frac{1}{2k_1} \ln \left[\frac{A_1 \exp(k_1 L) - B_1}{B_1 - A_1 \exp(-k_1 L)} \right] \quad (IV.3)$$

L'optimisation du facteur sous le seuil S équation (IV.1) se fait par l'optimisation du paramètre $[\Delta S]$ équation (IV.2) qu'il faudra minimiser afin d'obtenir la meilleur solution dans la population pour assure la précision de notre modèle analytique pour étudier le comportement du DG GaN-MESFET à canal court.

La fonction fitness f utilisée pour l'évaluation des chromosomes et l'ajustement des paramètres est définie par:

$$f = \min[\Delta S] \quad (IV.4)$$

L'organigramme de l'approche évolutionnaire proposé pour trouver les résultats optimaux et convenables est présenté par la figure 4.1. Le procédé d'optimisation arrête le calcul évolutionnaire lorsque le critère d'arrêt soit satisfait.

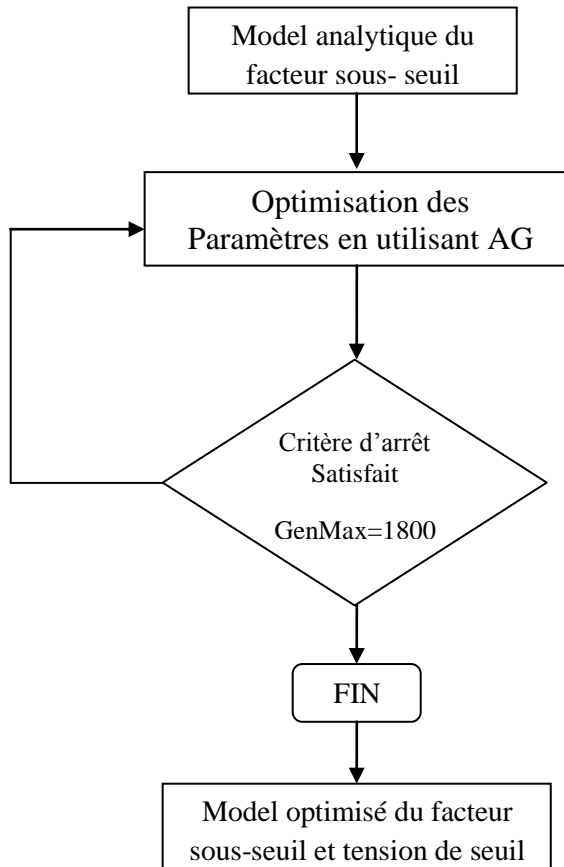


Fig. IV.1. Organigramme de processus d'optimisation par AG.

IV.2.2. Résultats et discussions

Pour minimiser la fonction fitness (l'expression IV.2), des règles de la boîte d'outil de GA du Matlab (ToolBox) sont utilisées. Une population initiale de 20 candidats aléatoires est produite et évoluée pour 2000 générations. Plus précisément, 10 paires de parents sont choisies par sélection uniforme à chaque itération. Chacun de ces 10 couples produit deux enfants à l'aide de deux croisements. Ces 20 enfants font appliquer uniformément et les enfants sont alors marqués pour la fonction fitness. Pour cette configuration, la fonction fitness était $1.9986.10^{-32}$.

Les paramètres utilisés dans cette étude sont résumés dans le tableau IV.1.

Paramètres de AG	Valeurs
La taille de la population	20
Le nombre Maximum de générations	1800
Type de la fonction fitness	proportionnel
La sélection	Tournoi
Le croisement	Dispersé
La mutation	Uniforme
Taux de mutation	0.1
Taux de reproduction	0.1

Tableau IV.1. Paramètres utilisés dans l'algorithme génétique

Pour la configuration obtenue de GA, nos résultats après le processus d'optimisation sont récapitulés dans le tableau IV.2.

Paramètres optimisés	Valeurs
L (μm)	0.984
a (μm)	0.031
$N_d(\text{cm}^{-3})$	$0.960 \cdot 10^{16}$
$V_{bi}(\text{V})$	0.941

Tableau IV.2. Valeurs des paramètres optimisés avec l'AG

Tableau IV.2 résume les paramètres obtenus de notre modèle analytique du facteur sous-seuil. Il est important de noter que le processus de calcul pour l'AG est effectué dans l'environnement de MATLAB.

L (μm)	a (μm)	$N_d(\text{cm}^{-3})$	$V_{bi}(\text{V})$	S(mV/dec)	$V_{th}(\text{V})$
0.999	0.022	$0.961 \cdot 10^{16}$	0.948	88.2001	0.9480
0.972	0.021	$0.25 \cdot 10^{16}$	0.941	89.237	0.9410
0.984	0.031	$0.960 \cdot 10^{16}$	0.968	62.985	0.9680
0.998	0.016	$1.43 \cdot 10^{16}$	0.7	89.4319	0.7000
0.997	0.024	$0.28 \cdot 10^{16}$	0.965	82.1438	0.9650

Tableau IV.3. Effet de la conception optimale sur les paramètres du régime sous-seuil

IV.3. Levenberg-marquardt

Pour l'optimisation du facteur sous -seuil avec la méthode de Levenberg-Marquardt (LM), on a utilisé la fonction FINDMINIMUM du logiciel Mathematica.

Pour minimiser la fonction on a utilisé les options suivantes :

La précision	Automatique
L'évaluation	Aucune
Gradient	Automatique
Itérations Max	Automatique
Méthode	Levenberg-Marquardt

Tableau IV.4. Paramètres utilisés dans la fonction FINDMINIMUM

- **La précision** : est une option pour les diverses opérations numériques qui précise le nombre de chiffres de précision efficaces devraient être recherchées dans le résultat final.
- **Gradient** : est une option pour FindMinimum et des fonctions liées qui spécifient le vecteur gradient pour assumer la fonction étant extrémiste.
- **Itérations Max** : est une option qui spécifie le nombre maximal d'itérations qui devraient être essayées dans diverses fonctions et des algorithmes intégrés.
- **Méthode** : est une option pour les diverses fonctions de l'algorithme qui spécifie quelles méthodes ils devraient utiliser.

Organigramme de processus d'optimisation pour trouver les résultats optimaux et convenables est présenté par la figure IV.2.

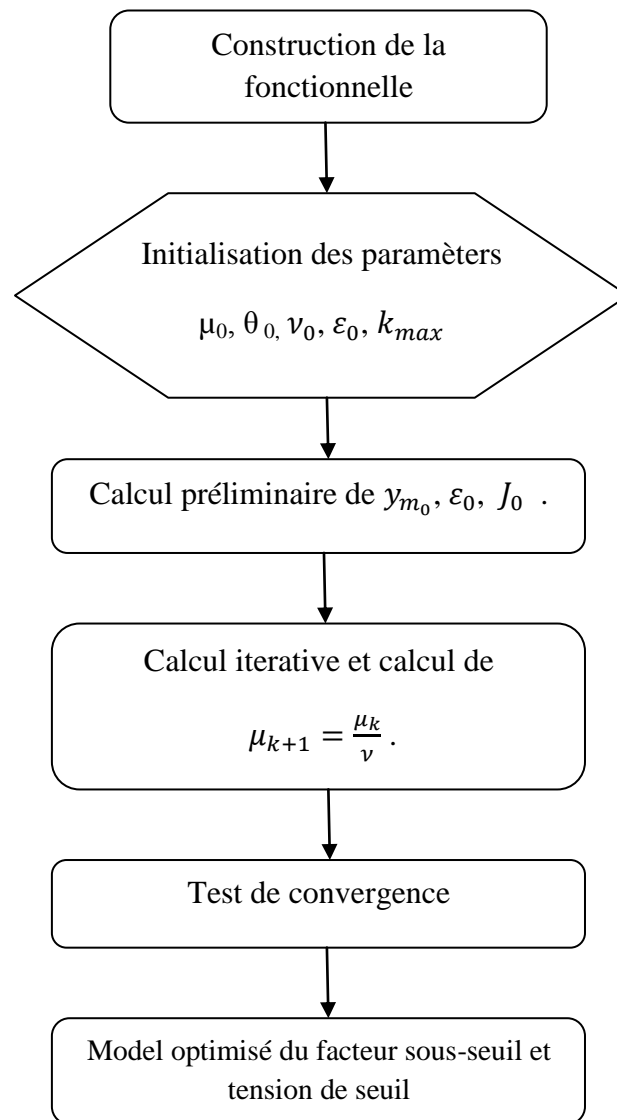


Fig. IV.2. Organigramme de processus d'optimisation par LM.

IV.3.1. Résultats et discussions

Les résultats obtenus par algorithme de levenberg Marquardt implémenté dans l'environnement de programmation Mathematica sont résumé dans le tableau ci-dessous

Paramètres optimisés	Valeurs
L (μm)	0.766972
a (μm)	0.643476
N _d (cm ⁻³)	2.803.10 ¹⁶
V _{bi} (V)	0.964763

Tableau IV.5. Valeurs des paramètres optimisés avec LM.

L (μm)	a (μm)	N_d(cm⁻³)	V_{bi} (V)	S(mV/dec)	V_{th}(V)
0.766972	0.643476	2.803 10 ¹⁶	0.964763	23.7155	0.9680

Tableau IV.6. Les paramètres du régime sous-seuil par l'optimisation LM

IV.4. Conclusion

L'objectif de notre travail était d'optimiser les paramètres électriques (V_{bi} et N_d) et géométriques (L et a) du paramètre de dégradation dû aux effets à canal court (ΔS) qui influe directement sur le facteur sous le seuil et également sur le courant sous seuil pour étudier le comportement du transistor DG GaN-MESFET à canal court. La comparaison entre les résultats obtenue par les deux méthodes (Algorithme génétique AG et levenberg-Marquardt LM) a montrée qu'il y a une convergence pour les paramètres L , V_{bi} et N_d et une divergence concernant le paramètre a . Cette dernière observation montre l'efficacité de la technique d'algorithme génétique à l'étude du comportement des transistors DG MESFET à base de GaN.

Conclusion générale

La caractérisation électrique d'un dispositif est d'une grande importance et exige une attention particulière dans le développement des technologies MESFET avancées, dans le but d'une éventuelle amélioration. Le choix de la longueur du canal, l'épaisseur de la couche active et le dopage de substrat déterminent en grande partie les performances du dispositif.

Toutefois, des effets parasites associés à la réduction des dimensions des composants électroniques viennent perturber fortement le fonctionnement du dispositif. Parmi ces effets, nous avons notamment l'abaissement de la barrière de potentiel au niveau du drain (DIBL) et les effets canaux courts (SCE). Pour contourner ces difficultés, l'une des solutions consistant à modifier l'architecture des composants actuels, notamment l'augmentation du nombre de grilles afin d'avoir un meilleur contrôle du flux de courant.

Le travail présenté dans ce mémoire concerne la Modélisation et l'optimisation du facteur sous le seuil du GaN MESFET double grille, en faisant une comparaison entre deux méthodes différentes; l'algorithme génétique et l'algorithme de Levenberg-Marquardt.

Le premier chapitre est dédié à une description générale sur les transistors bipolaires et les transistors à effet de champ FETs (Field Effect Transistors).

Le second présente d'une part les Caractéristiques des éléments III-Nitrides et d'autre part une étude détaillée des transistors MESFET double grille à base de GaN.

Le troisième chapitre traite les concepts de base des algorithmes génétiques et la méthode de Levenberg-Marquardt.

Le quatrième chapitre est consacré à la présentation des résultats d'optimisation par la résolution du problème par l'algorithme génétique et la méthode de Levenberg-Marquardt. Enfin une étude comparative a été faite pour le choix convenable de l'une des deux méthodes.

Bibliographie

- [1] Jérémy RAOULT, « Etude et modélisation de transistors bipolaires à hétérojonction SiGe » Thèse de doctorat, Université de Lyon, France, 2003.
- [2] B. Van Zeghbroeck , " Principles of Electronic Devices ", <http://ecee.colorado.edu/~bart/book/book/title.htm> , 2011.
- [3] Hilde Muller et Jan Nicolas Myklebust "Les composants actifs hyperfréquences" www.etud.insa-toulouse.fr/~sroy/cce/Transistors_HF.doc.
- [4] Henry MATHIEU " physique des semi-conducteurs et des composants électroniques" Edition MASSON, 2004.
- [5] Yazid BEDDIAFI "Modélisation d'un transistor MESFET en GaAs en utilisant le simulateur atlas-silvaco", Mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, 2013.
- [6] GUIZA Douadi "Analyse des transistors à effet de champ MESFET GaAs" Université de Constantine, Algérie, 2009.
- [7] MICHEL Jc, " COURS : Les transistors à effet de champ», <http://JC.MICHEL.free.fr>
- [8] Renuka P. Jindal "Compact Noise Models for MOSFETs», IEEE Transactions On Electron Devices, Vol. 53, NO. 9, SEPTEMBER 2006.
- [9] Jack KILBY "Miniaturized Electronic Circuits", U.S. Brevet No. 3, 138,743, June 23, 1964.
- [10] John BARDEEN et AL, "three electrode circuit element", U.S. Brevet No. 2, 524,035, 3 Octobre, 1950. Classé 17 Juin , 1948.
- [11] Mohamed Amir ABDI. "Modélisation de l'inverse de la pente sous seuil des transistor FETs nanométriques" Mémoire de magister, Université de Batna, 2006
- [12] 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
- [13] Olivier VANBESIEN "Modèles linéaires et non linéaires des composants actifs pour la CAO. Hyperfréquences", Cours DESS, septembre 2003.
- [14] Cyril LAGARDE, Thèse " Modélisation de transistor de puissance en technologie GaN : Conception d'un amplificateur de type doherty les emetteurs a puissance adaptative", Université de Nantes, France, 2006.
- [15] B. JACOBS "Towards Integrated AlGaIn/GaN Based X-Band High-Power Amplifiers", Thèse de Doctorat, Université de Eindhoven, 2004.

- [16] U.K. MISHRA " Status of AlGa_N/Ga_N HEMT Technology-A UCSB perspective ", UCSB, Santa Barbara, CA 93106, 2006.
- [17] S. RAJAN, P WALTEREIT, C POBLLENZ, S J. HEIKMAN, D S. GREEN, J S. SPECK, AND U K.MISHRA," Power performance of AlGa_N-Ga_NHEMTs grown on SiC by plasma-assisted MBE" IEEE Electron Device Letters, Vol. 25, No. 5, May 2004.
- [18] M.C.J.C.M. KRAMER "Gallium Nitride-based Microwave High-Power Heterostructure Field-Effect Transistors" Thèse de Doctorat, Université de Eindhoven, 2006.
- [19] A.H. JARDAL "Large-Signal modeling of Ga_N device for hight power amplifier design", Thèse de Doctorat, Université de Kassel, Germany, November 2006.
- [20] Sze S. M, "Physics of Semiconductor Devices," New York: John Wiley and Sons, 1981.
- [21] Nacereddine LAKHDAR,"Contribution to the modeling of III-V materials-based multi-gate transistors", Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2012.
- [22] Naima ZERARI "Les algorithmes génétiques en maintenance ", Mémoire de magister, Université de Batna, 2006.
- [23] David E.GOLDBERG. "Algorithmes génétiques Exploitation, optimisation et apprentissage automatique". Addison-Wesley, France, SA, 1994.
- [24] Youssef HARRAT. "Contribution à l'ordonnancement conjoint de la production et de la maintenance : Application au cas d'un job Shop". Thèse de Doctorat, L'U.F.R des Sciences et Techniques, Université de Franche-Comté, 2003.
- [25] Mohamed BACHANI "Identification paramétrique de la machine asynchrone ", Mémoire de magister, Université d'Oran, 2013.