



REPUBLIQUE ALGERINNE
DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT
SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE LARBI TEBESSI-TEBESSA
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE

DE FIN D'ETUDE POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER EN
ELECTRONIQUE
OPTION : INSTRUMENTATION

Thème :

*Modélisation des dispositifs
semi-conducteurs et applications en micro-
électronique*

Présenté par le binôme :

Drici Fayssal

Allague Amer

Devant le jury:

Président : ... DHOUADI GUIZA ... Prof. Univ TEBESSA

Encadreur : ... GOUDER SORAYA... Prof. Univ TEBESSA

Examineurs :SAIGAA MOHAMED ... Prof. Univ TEBESSA

Année Universitaire 2019/2020

Remercîment

Nous remercions ALLAH le Tout-puissant de nous avoir donné le courage, la volonté et la patience de mener à terme ce travail.

*Ce mémoire a été effectué au département de génie électrique, Faculté Des Sciences et de la Technologie Université de cheikh LARBI TEBESSI-TEBESSA, sous la direction de : Mme **Gouder Soraya**, Professeur à l'Université de LARBI TEBESSI-TEBESSA. Nous lui exprimons particulièrement toute notre reconnaissance pour nous avoir fait bénéficier de ses compétences scientifiques, ses qualités humaines et sa constante disponibilité.*

*Nous exprimons nos sincères remerciements à monsieur **Guiza Dhouadi**, professeur à l'université de TEBESSA, d'avoir accepté de présider le Jury de ce mémoire.*

*Nous remercions aussi sincèrement, monsieur **Saigaa Mohamed**, professeur à l'université de TEBESSA d'avoir accepté de faire partie du Jury.*

*Nous remercions tous les enseignants qui ont contribué à notre travail, surtout Mme **Gouder Soraya**, Professeur à l'Université de LARBI TEBESSI-TEBESSA*

Finalement, nous ne pourrions terminer sans remercier très chaleureusement tous ceux qui ont largement contribué à l'aboutissement de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A mes chers parents

A mon épouse et mes enfants (Ayhem, Hibat, Miral)

A toute ma famille

A mon encadreur Mme Gouder Soraya

A tous mes collègues et mes amis.

A tous ceux qui ont sacrifié leur temps pour la science

et à tous ceux qui ont utilisé la science pour le bien

et la prospérité de l'humanité.

F. DRICI

Dédicace

*Je dédie ce modeste travail
A mes chers parents
A mes frères et mes soeurs
A toute ma famille
A mon encadreur Mme Gouder Soraya
A tous mes collègues et mes amis.
A tous ceux qui ont sacrifié leur temps pour la science
et à tous ceux qui ont utilisé la science pour le bien
et la prospérité de l'humanité.*

A. ALLAGUE



Sommaire

Sommaire

<i>Sommaire</i>	<i>i</i>
<i>Liste des figures</i>	<i>I</i>
<i>Liste des Tableaux</i>	<i>III</i>
<i>Introduction générale</i>	<i>1</i>

Chapitre I : Description des dispositifs semi conducteurs, applications et traitement analytique

<i>Introduction</i>	<i>3</i>
<i>I.1 Etat de l'art sur le fonctionnement des transistors bipolaire</i>	<i>4</i>
<i>I.1.1 Structure et Description</i>	<i>4</i>
<i>I.1.2 Principe de base du fonctionnement du transistor bipolaire</i>	<i>5</i>
<i>I.2 La technologie BiCMOS</i>	<i>5</i>
<i>I.2.1 Pourquoi la technologie BiCMOS ?</i>	<i>5</i>
<i>I.2.2 Evolution des technologies BiCMOS</i>	<i>6</i>
<i>I.3 État de l'Art sur les Transistors à Effet de Champ</i>	<i>6</i>
<i>I.3.1 Les Transistors à Effet de Champ</i>	<i>6</i>
<i>I.3.1.1 Le Transistor à Effet de Champ à Jonction (JFET)</i>	<i>7</i>
<i>I.3.1.1.1 Historique</i>	<i>7</i>
<i>I.3.1.1.2 Structure et Description</i>	<i>7</i>
<i>I.3.1.1.3 Principe de fonctionnement du JFET</i>	<i>8</i>
<i>I.3.1.1.4 Contraintes et Domaines D'utilisation</i>	<i>9</i>
<i>I.3.1.2 Transistor à Effet de Champ A Grille Isolée (MOSFET)</i>	<i>9</i>
<i>I.3.1.2.1 Historique</i>	<i>9</i>
<i>I.3.1.2.2 Structure et Description</i>	<i>10</i>
<i>I.3.1.2.3 Contraintes et domaines d'utilisation</i>	<i>10</i>
<i>I.4 Physique et équation des semi-conducteurs</i>	<i>11</i>
<i>I.4.1 Description mathématique du composant</i>	<i>11</i>
<i>I.4.1.1 Généralités</i>	<i>11</i>
<i>I.4.2 Les équations de Maxwell</i>	<i>12</i>
<i>I.4.3 Formulation des équations des semi-conducteurs</i>	<i>12</i>

1.4.3.1 Equation électrostatique	12
1.4.3.2 Equations de transport	13
1.4.3.3 Equations de continuité	13
1.4.4 Système d'équations des semi-conducteurs	13
1.4.5 Modèles physiques considérés	14
1.4.5.1 La densité de charge	15
1.4.5.2 La mobilité	15
1.4.5.3 Génération recombinaison	15
1.4.5.4 Définition des pseudos niveau de Fermi	15
1.4.6 Domaine de calcul et conditions aux limites	16
1.4.6.1 Aux contacts : « Limite de -Dirichlet-»	16
1.4.6.1.1 Sur le potentiel électrostatique	16
1.4.6.1.2 Sur les densités de porteurs	16
1.4.6.2 L'interface Semi-conducteur/Isolant	17
1.4.6.2.1 Formulation des équations de l'oxyde	17
1.4.6.2.2 Condition d'interface Oxyde semi-conducteur	17
1.4.6.3 Aux autres frontières: conditions de Newman	17
1.4.7 Traitement analytique préliminaire	18
1.4.7.1 Normalisation :	18
1.4.7.1.1 Normalisation de l'équation de Poisson	19
1.4.7.1.2 Equations de transport	19
1.4.7.1.3 Equation de continuité	20
1.4.7.2 Choix des variables de base	20
Conclusion	20

Chapitre II : Elaboration du programme et traitement Numérique

Introduction	22
II.1 Éléments finis sous Matlab	22
Introduction	22
II.1.1 Equation Elliptique	23
II.1.2 Définition de la géométrie	23
II.1.2.1 Définition des conditions de frontières	23
1.2.2 Elaboration du maillage	23
1.2.3 Assemblage	24

1.2.4	Résolution	24
1.2.5	Organigramme de la méthode des éléments finis par PDETOOL	25
II.2	Structure générale du logiciel.	25
II.3	Organigramme globale de solution initiale.	26
II.3.1	Premier module :	27
II.3.1.1	Définition de la structure	27
II.3.1.1.1	1 Transistor bipolaire classique	27
II.3.1.1.2	2 Transistor BICMOS	27
II.3.1.1.3	3 Transistor à effet de champ MOSFET	28
II.3.1.1.4	4 Transistor à effet de champ JFET	28
II.3.1.2	Génération du maillage :	29
II.3.1.3	Génération du maillage à l'aide de PDE	29
II.3.2	Deuxième module	32
II.3.2.1	Garnissage de la structure	32
II.3.2.2	Conditions aux limites	35
II.3.3	Troisième module	35
II.3.3.1	Solution des deux problèmes linéaires	36
II.3.3.2	Calcul du potentiel électrostatique	36
II.3.3.3	Résolution	36
II.3.4	Quatrième module : Résolution	39
II.3.4.1	le triplet $(\emptyset, \emptyset_n, \emptyset_p)$	39
II.3.4.2	Le triplet $(\emptyset, \psi_n, \psi_p)$	39
II.3.4.2.1	Calcul du potentiel électrostatique	40
II.3.4.2.2	Calcul des densités de porteurs	40
Conclusion	42

Chapitre III : Validation du logiciel développé

Introduction	42
III.1 Propriétés électrique du TRANSISTOR bipolaire	42
III.1.1	Evolution du potentiel électrostatique	42
III.1.2	Evolution des pseudo-potentiel de FERMI \emptyset_{net} et \emptyset_p	42
III.1.3	Distribution des lignes de champ :	43
III.1.4	Evolution des concentrations des porteurs électrons (N) et de trous (P)	43
III.1.4.1	Evolution de concentration des électrons	43

III.1.4.2 Evolution de concentration des trous	43
III.2 Propriétés électrique du TRANSISTOR BICMOS.....	49
III.2.1 Evolution du potentiel électrostatique.....	49
III.2.2 Distribution des lignes de champ :.....	49
III.2.3 Evolution des pseudo-potentiel de FERMI ϕ_{net} ϕ_p	49
III.2.4 Evolution des concentrations des porteurs électrons (N) et de trous (P)	49
III.3 Propriétés électrique du Transistor MOS à effet de champ.....	55
III.3.1 Evolution du potentiel électrostatique.....	55
III.3.2 Evolution des pseudo-potentiel de FERMI ϕ_{net} ϕ_p	55
III.3.3 Evolution des concentrations des porteurs électrons (N) et de trous (P)	55
III.3.4.1 Evolution de concentration des électrons.....	55
III.3.4.2 Evolution de concentration des trous	56
Conclusion.....	62
Conclusion Générale.....	63
Références Bibliographiques	65

Liste des figures

Figure I-1: a.Représentation du transistor NPN,b.représentation Symbolique,c.profil de dopage.....	5
Figure I-2: Transistor JFET à canal N et symboles des deux types de JFET	8
Figure I-3: Comportement du JFET en fonction de V_d pour $V_g < 0$	9
Figure I-4: Pincement du canal en fonction de V_d	10
Figure II-1: Organigramme de la méthode des éléments finis par PDETOOL	25
Figure II-2: Algorithme des modules de résolutions	25
Figure II-3: Algorithme de résolutions	26
Figure II-4: la structure BIPOLAIRE.....	27
Figure II-5: la structure BICMOS	27
Figure II-6: la structure MOSFET	28
Figure II-7: la structure JFET	28
Figure II-8: Raffinement du maillage BIPOLAIRE	30
Figure II-9: maillage uniforme de la structure BIPOLAIRE	30
Figure II-10: Raffinement du maillage BICMOS	30
Figure II-11: maillage uniforme de la structure BICMOS	30
Figure II-12: Raffinement du maillage MOSFET	31
Figure II-13: maillage uniforme de la structure MOSFET.....	31
Figure II-14: Raffinement du maillage JFET	31
Figure II-15: maillage uniforme de la structure JFET.....	31
Figure II-16: Décomposition de la géométrie en différents milieux BICMOS.....	32
Figure II-17: Décomposition de la géométrie en différents milieux BIPOLAIRE	32
Figure II-18: Décomposition de la géométrie en différents milieux JFET	32
Figure II-19: Décomposition de la géométrie en différents milieux MOSFET	32
Figure II-20: garnissage d'un bipolaire	33
Figure II-21: garnissage d'un BICMOS	33
Figure II-22: garnissage d'un JFET.....	33
Figure II-23: garnissage d'un MOSFET	33
Figure II-24: Organigramme du profil de dopage	34
Figure II-25: Définition des conditions aux limites sur des structures schématiques	35
Figure II-26: Organigramme de la résolution du système d'équation au triplet $(\emptyset, \emptyset n, \emptyset p)$ par PDE	37
Figure II-27: Organigramme résolvant l'équation de poisson par PDE.....	38
Figure II-28: Organigramme de calcul des densités de porteurs.....	38

Figure II-29: <i>Organigramme de résolution du système d'équation (ϕ, ψ_n, ψ_p) par PDE</i>	41
Figure III-1: Evolution du potentiel électrostatique normalisé ϕ	44
Figure III-2: Evolution du pseudo potentiel des électrons ϕ_n pour faibles et fortes injections	45
Figure III-3: Evolution du pseudo potentiel des trous ϕ_p pour faibles et fortes injections.....	45
Figure III-4: Evolution des lignes de champs pour faibles et fortes injections.....	46
Figure III-5: Evolution de la concentration des trous pour faibles et fortes injections.....	47
Figure III-6: Evolution de la concentration des électrons pour faibles et fortes injections	48
Figure III-7: Evolution du potentiel électrostatique normalisé ϕ	50
Figure III-8: Evolution du pseudo potentiel des électrons ϕ_n pour faibles et fortes injections	51
Figure III-9: Evolution du pseudo potentiel des trous ϕ_p pour faibles et fortes injections.....	51
Figure III-10: Evolution des lignes de champs pour faibles et fortes injections.....	52
Figure III-11: Evolution de la concentration des trous pour faibles et fortes injections.....	53
Figure III-12: Evolution de la concentration des électrons pour faibles et fortes injections	54
Figure III-13: Evolution du potentiel électrostatique normalisé ϕ	57
Figure III-14: Evolution du pseudo potentiel de fermi des électrons ϕ_n	58
Figure III-15: Evolution du pseudo potentiel de fermi des trous ϕ_p	59
Figure III-16: Evolution concentration des électrons.....	60
Figure III-17: Evolution concentration des trous	61

Liste des Tableaux

Tableau I-1: Normalisation des constants	18
Tableau I-2: Tableau de normalisation des équations	19
Tableau II-1: le nombre d'éléments des matrices p_i , e_i , t_i après maillage de chaque structure	31



*Introduction
générale*

Introduction Générale

De nos jours, l'industrie micro-électronique est dominée (plus de 95%) par les dispositifs sur silicium. La pureté du matériau, la finesse et le contrôle des procédés permettent au silicium de repousser toujours plus les limites technologiques qu'on lui prédit, et de poursuivre ainsi, depuis des décennies, la croissance des performances électriques et physiques des composants. Le silicium est aujourd'hui incontournable dans le développement de l'industrie semi-conducteur.

Le comportement électrique des dispositifs semi-conducteur est régit par un certain nombre d'équations faisant apparaitre les propriétés du milieu considéré.

La modélisation électrique des composants semi-conducteurs a connu un essor considérable depuis quelques années. La raison expliquant l'engouement actuel pour la simulation numérique vis-à-vis des approches analytique, fait que les équations sont connues, testées, ainsi que les modèles physiques mis en jeu.

Historiquement, il y a plusieurs raisons qui font que les techniques de simulation soient de plus en plus utilisées en micro électronique. En premier lieu vient le fait que la complexité des technologies actuelles des semi-conducteurs rend très approximative les solutions de conception basées sur les modèles analytiques classiques. D'autre part le développement d'un nouveau composant semi-conducteur sur une approche expérimentale est aujourd'hui totalement impensable au regard du coût et du temps nécessaire, de plus, le fait que les ordinateurs deviennent de plus en plus performants rend cette simulation de plus en plus poussée.

Néanmoins la simulation du comportement électrique d'un composant va couramment comporter plusieurs grandeurs (le potentiel, les densités de porteurs,...etc.) sur plusieurs milliers de points sur des dispositifs assez complexes, il est alors indispensable d'utiliser des techniques de résolution des équations données.

La modélisation de la plupart des phénomènes physiques pouvant se mettre en équations s'est alors de plus tournée vers une solution numérique de ces équations. Ces méthodes numériques quant à elles sont beaucoup plus générales et connaissent un essor considérable.

Notre étude a été dirigée, en vue de l'utilisation de la méthode des éléments finis, pour la modélisation des dispositifs semi-conducteurs, cette méthode a été adapté à la résolution des problèmes elliptiques en micro-électronique vers 1970 par SIVESTER et son équipe de l'université M.C.GILL Montréal, précédemment utilisé dans le domaine de la mécanique et de génie civil.

Ainsi, l'analyse bidimensionnelle et tridimensionnelle des composants a connue d'importants développements. Le choix de degré d'approximation dans les éléments finis permet d'améliorer la précision dans l'évolution des différentes grandeurs à calculer, ce qui permet de modéliser les formes géométriques complexes et simuler toute structure qui n'est pas représentable par un simple rectangle.

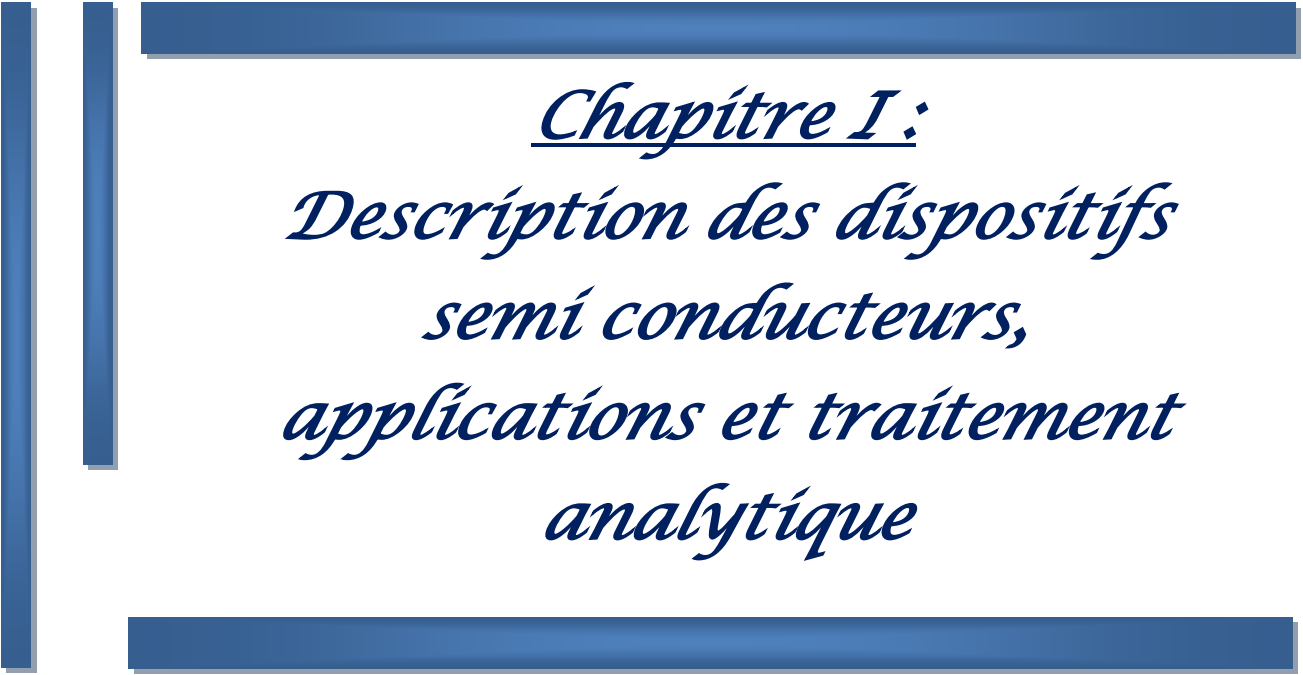
Notre étude a donc pour objectif l'utilisation de la méthode citée précédemment pour réaliser un logiciel de simulation des composants semi-conducteurs.

Dans l'étude de tout phénomène physique l'établissement des équations qui régissent les phénomènes concernés constitue la première approche au problème.

Dans ce cadre, le premier chapitre sera consacré à la description du comportement des dispositifs semi-conducteurs et leur application en microélectronique, aussi les divers traitements analytique préliminaires tel que la normalisation, la réduction des équations en un système indépendant, dans ce chapitre on va s'intéresser aussi à la description du modèle numérique développé pour la résolution des équations considérées, en se basant sur une discrétisation par la méthode des éléments finis sous PDETOOL Matlab. Cette méthode a été choisie en raison de sa grande facilité d'adaptation à toute sorte de géométrie, sa précision de calcul et la généralisation de son utilisation à l'échelle mondiale.

Le deuxième chapitre expose la philosophie des algorithmes utilisés en détaillant les principes d'élaboration de chacun de ces modules.

En fin, le troisième chapitre sera dédié aux résultats obtenus à l'aide du logiciel développé appliquer sur le transistor bipolaire classique, le transistor BICMOS, le transistor MOSFET, le transistor JFET



Chapitre I :
*Description des dispositifs
semi conducteurs,
applications et traitement
analytique*

Introduction

Pour analyser le comportement électrique des dispositifs semi-conducteurs nous avons besoin de comprendre le principe de fonctionnement de chaque composant et puis résoudre un certain nombre d'équation et de comprendre les mécanismes physiques mis en jeux.

Tout d'abord il nécessaire de bien comprendre l'état de l'art sur le fonctionnement des transistors bipolaire, Transistors à Effet de champ, dans notre travail on va s'intéresser aux quelques dispositifs semi-conducteurs (transistor bipolaire BJT, TBH, BICMOS, JFET, MOSFET).

Il est nécessaire de connaitre les lois qui régissent le comportement de notre système physique. Cela signifie savoir établir un modèle mathématique convenable, et connaitre les paramètres physiques de base du modèle.

Les équations elles mêmes peuvent être tirées, plus ou moins simplement, des équations de base de l'électromagnétisme, donc, celles de *maxwell*. Celles-ci sont utilisables en toute généralité quel que soit le matériau. Par contre, certaines approximations seront nécessaires pour aboutir au système d'équation dit de base des semi- conducteurs.

Nous allons dans ce chapitre donner un développement relativement rigoureux de ces équations de base en partant des équations de *maxwell*, pour aboutir à l'équation bien connue de *poisson* et aux équations de continuité des porteurs, ainsi que les équations de transport.

Ce chapitre est présenté en deux parties distinctes :

Dans la première partie, nous allons bien définir l'état de l'art sur le fonctionnement des transistors bipolaire et transistors à Effet de champ (historique, structure et description, principe de base du fonctionnement, contraintes et domaines d'utilisation) pour chaque composant (BJT, BICMOS, JFET, MOSFET).

Dans la deuxième partie, nous développons une description analytique des semi-conducteurs (formulation des équations d'un semi conducteur, le système d'équation qui gère le fonctionnement de ce type de structures). Puis nous évoquons le domaine de calcul ainsi que les conditions aux limites. Finalement nous présentons le traitement analytique préliminaire (normalisation des équations).

I-1 Etat de l'art sur le fonctionnement des transistors bipolaire

L'objectif de tout composant électronique destiné à des applications radiofréquence est d'atteindre les meilleures performances fréquentielles. Cette course aux performances motive plus que jamais le développement de nouvelles filières technologiques qui vise à accroître celles-ci. Ces dernières années des progrès importants ont ainsi été réalisés.

Les technologies les plus récentes font appel aux transistors bipolaires à hétérojonction (TBH) pour lesquels la jonction E/B est réalisée avec des matériaux semi-conducteurs différents. Historiquement le transistor bipolaire était le premier composant actif à semi-conducteur, son influence dans l'industrie de l'électronique a été considérable.

Néanmoins, en raison de limitations technologiques en ce qui concerne sa montée en fréquence, le transistor bipolaire à homojonction a été supplanté par un nouveau type de transistor: le transistor bipolaire à hétérojonction.

La première réalisation concrète de TBH verra le jour à la fin des années 80 en s'appuyant sur les travaux théoriques de *H. Kroemer* [1].

Aujourd'hui ces composants offrent outre la rapidité et le faible coût, une réduction du bruit en comparaison avec la technologie standard en Silicium et une réduction de la consommation en puissance.

I.1.1 Structure et Description

Le transistor bipolaire est une juxtaposition de trois régions semi-conductrices dopées alternativement N et P, appelées successivement émetteur, base et collecteur. Selon le type de dopants, deux configurations sont alors possibles, NPN ou PNP. La plus couramment utilisée étant la configuration NPN, pour lequel la conduction majoritaire est assurée par les électrons dont les propriétés de transport sont plus adaptées à un fonctionnement dans les fréquences micro-ondes. Pour schématiser, il s'agit donc de deux jonctions PN tête-bêche ayant une région en commun Figure (I-1). C'est l'interaction étroite entre les deux jonctions du composant qui est à la base de l'effet transistor [1] .

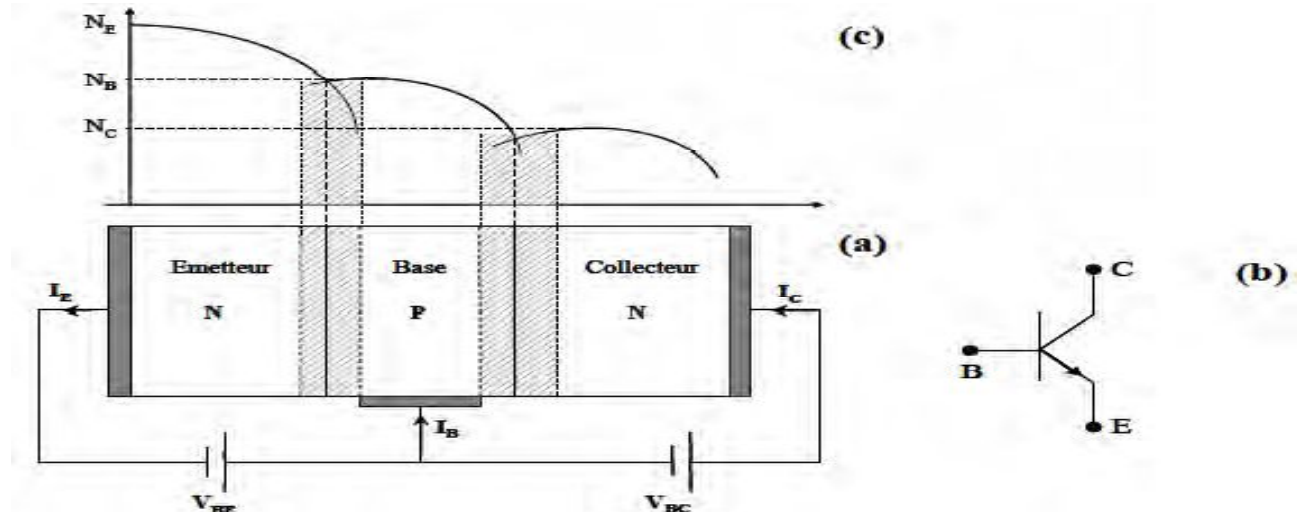


Figure I-1: (a) Représentation du transistor bipolaire NPN, (b) représentation Symbolique, (c) profile de dopage

1.1.2 Principe de base du fonctionnement du transistor bipolaire

Le mode le plus couramment utilisé dans les applications analogiques et radiofréquences est le mode direct. Dans ce régime, l'effet transistor consiste à moduler le courant inverse de la jonction B/C polarisée en inverse, par une injection de porteurs minoritaires dans la base à partir de la jonction E/B polarisée dans le sens direct. Un bon fonctionnement du transistor nécessite que la majorité des porteurs minoritaires, injectés dans la base depuis l'émetteur, atteignent la jonction B/C. Ceci implique l'emploi de bases assez fines pour minimiser la recombinaison en volume. Les rapports des dopages entre les différentes zones du transistor bipolaire doivent être considérés avec attention. Un dopage d'émetteur 10 à 100 fois supérieur à celui de la base permet une meilleure efficacité d'injection. De plus, afin de garder un comportement idéal, le courant collecteur doit être indépendant de la polarisation V_{BC} . Ceci sera possible seulement si la zone de charge d'espace B/C ne s'étend pas trop côté base. Le dopage du collecteur doit donc être très inférieur à celui de la base [1].

1.2 La technologie BiCMOS

1.2.1 Pourquoi la technologie BiCMOS ?

Les contraintes imposées sur les systèmes radiofréquences en termes de rentabilité et de performance ont conduit à plus d'intégration. Ceci s'est notamment traduit par l'émergence d'une nouvelle technologie: la technologie BiCMOS. L'idée clé de cette technologie est d'associer les caractéristiques des transistors bipolaires (SiGe) haute-vitesse, avec celles des transistors CMOS faible consommation, sur une même puce. En combinant les avantages du bipolaire pour les applications analogiques et hautes-fréquences avec ceux du CMOS pour les applications numériques, la technologie BiCMOS répond bien aux besoins des circuits micro-ondes.

1.2.2 Evolution des technologies BiCMOS

Le choix de l'architecture est un aspect fondamental à la mise au point du composant car elle va délimiter en partie le domaine de performances qu'il pourra atteindre. De manière générale, chaque évolution de l'architecture rend possible un saut de performances que d'autres facteurs ne peuvent permettre.

Pour les TBHs, il existe trois grandes familles d'architectures: la structure quasi auto-aligné (QSA pour "Quasi Self Aligned") à épitaxie non-sélective de la base (NSEG pour "Non-Selective Epitaxial Growth"), la structure simple ou double polysilicium, et celle complètement auto-aligné (FSA pour "Fully Self Aligned") à épitaxie sélective de la base (SEG) double polysilicium.

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

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

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

1.3.1 Les Transistors à Effet de Champ

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

- ✓ grille à jonction PN pour le transistor JFET (**J**unction **F**ield **E**ffect **T**ransistor).
- ✓ grille métallique isolée pour le transistor MOSFET (**M**étal **O**xyde **S**emi-conducteur **F**ield **E**ffect **T**ransistor).

- ✓ grille métallique à barrière Schottky pour le transistor MESFET (**M**étal **S**emi-conducteur **F**ield **E**ffect **T**ransistor).

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

Aujourd'hui, les semi-conducteurs à large bande interdite sont les candidats idéaux pour réaliser un nouveau saut technologique. Nous pouvons citer les FET à Hétéro-structure. En effet, les propriétés physiques (champ électrique de claquage, vitesse de saturation, conductivité thermique) des matériaux utilisés (ex: $Ga_{1-x}Al_xAs$) en font de ces composants un bon choix pour un grand nombre d'applications de forte puissance et à haute température.

I.3.1.1 Le Transistor à Effet de Champ à Jonction (JFET)

I.3.1.1.1 Historique

Le concept d'un semi-conducteur à triode comme structure similaire au transistor à effet de champ à jonction (JFET) a été proposé, la première fois, par *Jules Lilienfeld* dans trois révélations de brevet au alentour de 1925, suivis d'un brevet semblable par *Oskar Heil* en 1935. Cependant, un dispositif fonctionnant réellement est demeuré évasif pendant une période d'environ 25 années principalement dues à la difficulté de développer une surface semi-conductrice propre [2, 3]. 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.

I.3.1.1.2 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-3)**. Deux diffusions N+, aux extrémités du canal, permettent d'assurer les contacts ohmiques de source et de drain.

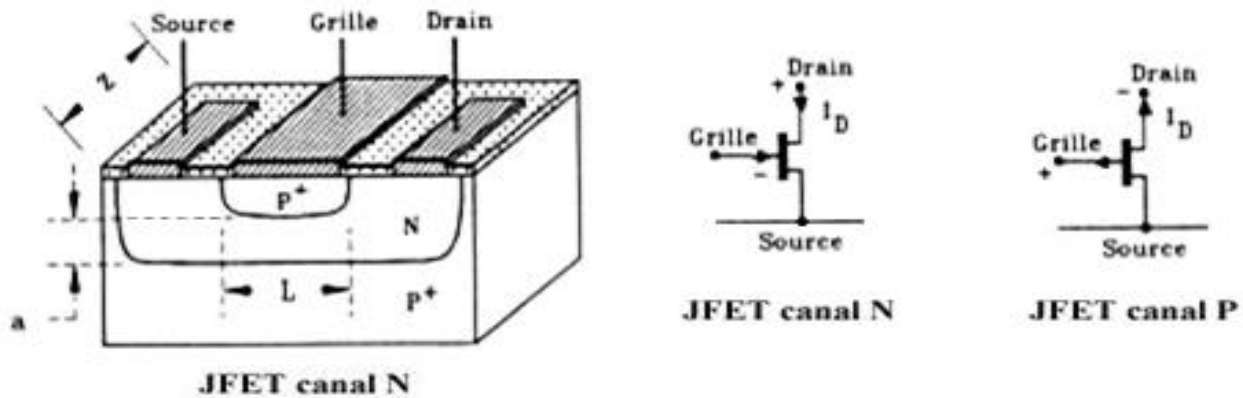


Figure I-2: Transistor JFET à canal N et symboles des deux types de JFET

I.3.1.1.3 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.

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-4)**. Si la tension V_{ds} atteint la valeur V_{dsat} (tension de saturation), le régime de pincement apparaît. Le courant I_{ds} atteint sa valeur de saturation.

L'augmentation de la tension V_{ds} au-delà de V_{dsat} n'affecte pas l'évolution du courant I_{ds} qui garde une valeur relativement constante.

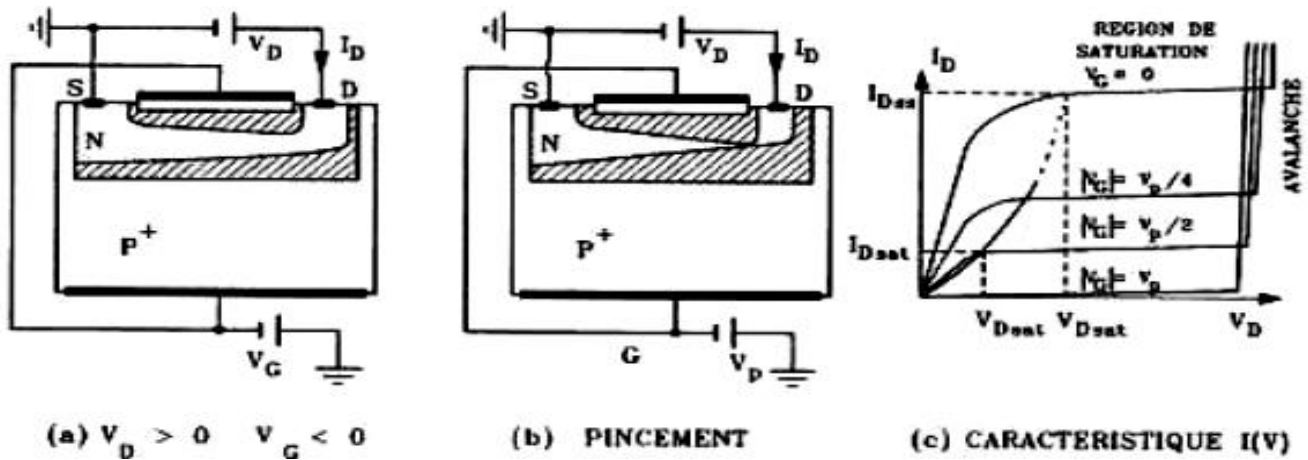


Figure I-3: Comportement du JFET en fonction de V_d pour $V_g < 0$

I.3.1.1.4 Contraintes et domaines d'utilisation

La forte impédance d'entrée des JFET (plusieurs dizaines, voire centaines de mégaohms) 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).

I.3.1.2 Transistor à Effet de Champ A Grille Isolée (MOSFET)

I.3.1.2.1 Historique

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. En décembre 1947, *John Bardeen* et *Walter H. Brattain* réalisaient le premier transistor en germanium. 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. 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 créé par le silicium et l'oxyde de silicium (SiO_2), qui sert d'isolant [2, 3]. 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.3.1.2.2 Structure et Description

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

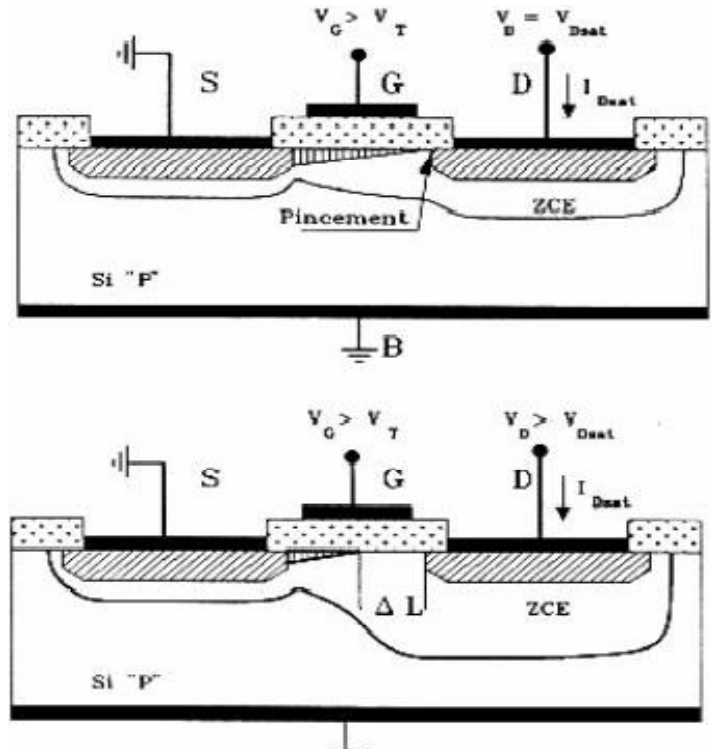


Figure I-4: Pincement du canal en fonction de V_d

Si V_{ds} croît, alors on obtient un effet de pincement analogue à celui constaté dans le JFET, 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.

I.3.1.2.3 Contraintes et domaines d'utilisation

Le principe de fonctionnement des transistors MOS a permis à ces derniers de s'imposer pour de multiples applications.

Il est ainsi utilisé comme point-mémoire (ou bit) pour stocker et lire de l'information sous forme des zéros et des uns. La fonction amplificateur provient du fait qu'un faible changement de tension de grille peut entraîner un changement important de conductivité. Mais son utilisation principale intervient dans l'électronique numérique. Associés, les transistors MOS forment les blocs

des différentes fonctions logiques (portes AND, OR, NAND...) indispensables au traitement numériques des données.

- ✓ Les applications à haute performance HP (« High Performance ») tels que : les puces MPU (Micro Processor Unit) des ordinateurs de bureaux, Serveur, Routeur, Réseaux, etc pour lesquelles la fréquence de commutation du transistor est privilégiée par rapport à la consommation électrique qui est non négligeable que ce soit en fonctionnement ou en état de veille.
- ✓ Les applications à basse consommation, on y distingue :
 - Les dispositifs opérant à faible puissance (LOP – Low Operating Power) pour les applications mobiles nécessitant une vitesse de calcul relativement grande et des batteries de large capacité (PC, ordinateur portable, par exemple).
 - Les dispositifs à très faible puissance de veille (LSTP – Low STandby Power) ; ce sont des dispositifs nécessitant un faible courant de repos (lorsque le transistor est bloqué) pour obtenir une meilleure autonomie tels que : les téléphones portables, appareil photo numérique, caméscope, MP3, etc.

I.4 Physique et équation des semi-conducteurs

Notre étude, est faite dans une géométrie à deux dimensions, c'est-à-dire que l'analyse des phénomènes de conduction sera posée dans une section du composant supposée identique à elle-même le long de sa direction perpendiculaire. La raison principale de ce choix est la limitation imposée par la capacité de stockage et la vitesse des calculs des ordinateurs actuels. Cette instruction ne mène cependant pas à des problèmes irréalistes, car la plupart des phénomènes peuvent être analysés correctement dans une hypothèse bidimensionnelle : effets de surface, de focalisation, effets de champ ...etc.

I.4.1 Description mathématique du composant

I.4.1.1 Généralités

En physique du solide, l'interprétation des phénomènes de conduction dans un semi-conducteur se fait au niveau le plus élevé par application des théories de la mécanique quantique. On peut en déduire, au prix d'approximation que nous n'aborderons pas, une équation de transport pour chaque type de particule, dite équation de BOLTZMANN.

L'étude de la solution de ces équations est cependant trop complexe dans le cas général. Il est possible d'obtenir un nouveau degré d'approximation qui sera celui que nous considérons comme la formulation de notre problème. Cette approximation classique conduit à considérer les courants de

trous et d'électrons comme la somme d'une composante de diffusion proportionnelle au gradient des porteurs, et d'une composante de déplacement correspondant à la loi d'Ohm.

Les équations ainsi obtenues (équations de transport) ne sont donc pas universellement valides, mais elles décrivent suffisamment bien la plupart des composants.

I.4.2 Les équations de Maxwell

Les équations de *Maxwell*, connues depuis de nombreuses années, décrivent les phénomènes de l'électromagnétisme, et elles sont universelles.

Initialement, rares étaient les cas où l'on savait leur donner une solution : seuls quelques systèmes simples permettaient d'aboutir à une solution analytique.

Avec l'avènement des techniques numériques et l'ère des ordinateurs puissants, on a pu efficacement appliquer celles-ci à de nombreux systèmes :

$$\text{rot}(\vec{H}) = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \text{ avec } \vec{D} = \epsilon \vec{E} \dots\dots\dots \text{(I-1)}$$

$$\text{rot}(\vec{E}) = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \text{ avec } \vec{B} = \mu \vec{H} \dots\dots\dots \text{(I-2)}$$

$$\text{DIV} \vec{D} = \rho \text{ théorème de Gauss (équation de Maxwell). (I-3)}$$

$$\text{DIV} \vec{B} = 0 \text{ loi de conservation de flux magnétique (I-4)}$$

Où : E: Champ électrique

ρ : Densité de charge intérieure

ϵ : Permittivité du matériau

B: Champ magnétique

On introduit de plus une fonction scalaire V qui représente le potentiel électrique et elle est définie par :

$$E = - \text{grad} (V) \dots\dots\dots \text{(I-5)}$$

I.4.3 Formulation des équations des semi-conducteurs

I.4.3.1 Equation électrostatique

L'équation de Poisson relie le potentiel électrostatique V à la densité de charge d'espace due aux porteurs libres et aux impuretés ionisées. Si. On suppose celles-ci totalement ionisés, indépendantes de toutes variables électriques on aura [4] :

$$\nabla^2 V = \frac{q}{\epsilon} [p(x, y) - n(x, y) + dop(x, y) + n_t(x, y) \dots\dots \text{(I-6)}$$

Avec :p (x, y) : Densité de trous.

n(x, y): Densité d'électrons.

$n_d(x,y) = n_a(x,y) - n_i(x,y)$ Densité d'impuretés ionisées.

$n_t(x,y)$: Densité de charges due aux centres de recombinaison.

q : Charge de l'électron.

ϵ : Permittivité diélectrique du semi-conducteur.

Entre le champ électrique \vec{E} et le potentiel électrostatique V on a la relation classique

$$\vec{E}(x,y) = -\vec{\nabla}V(x,y) \dots\dots\dots (I-7)$$

I.4.3.2 Equations de transport

Ces équations expriment les courants de trous et d'électrons comme la somme de leurs composants de drift et de diffusion [5].

$$\left. \begin{aligned} \vec{J}_n(x,y) &= q \mu_n n(x,y)\vec{E} + q D_n \vec{\nabla} n(x,y) \\ \vec{J}_p(x,y) &= q \mu_p p(x,y)\vec{E} - q D_p \vec{\nabla} p(x,y) \end{aligned} \right\} (I-8)$$

μ_n, μ_p : Mobilité des électrons et des trous.

D_n, D_p : Constante de diffusion des électrons, des trous.

I.4.3.3 Equations de continuité

Elles expriment la conservation des porteurs dans un élément de volume :

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial n}{\partial t} &= g_n + \frac{1}{q} \vec{\nabla} \cdot \vec{J}_n \\ \frac{\partial p}{\partial t} &= g_p - \frac{1}{q} \vec{\nabla} \cdot \vec{J}_p \end{aligned} \right\} (I-9)$$

Les termes g_n et g_p décrivent les phénomènes de recombinaison génération,

- Génération-recombinaison due aux piégés.
- Génération due aux radiations ionisantes.
- Génération par avalanche.

I.4.4 Système d'équations des semi-conducteurs

Nous pouvons maintenant rassembler les divers résultats que nous venons de déterminer en un système d'équations dit de base:

$$\left. \begin{aligned}
 \text{Div}(\text{grad}V) &= \frac{-\rho}{\epsilon_{S/C}} \text{ D'où } : \rho = q(p - n - C) \\
 \vec{J}_n(x, y) &= q \mu_n n(x, y) \vec{E} + q D_n \vec{\nabla} n(x, y) \text{ pour les électrons.} \\
 \vec{J}_p(x, y) &= q \mu_p p(x, y) \vec{E} + q D_p \vec{\nabla} p(x, y) \text{ pour les trous.} \\
 \text{Div } \vec{J}_n - q \frac{\partial n}{\partial t} &= -q g_n \\
 \text{Div } \vec{J}_p + q \frac{\partial p}{\partial t} &= +q g_p
 \end{aligned} \right\} \quad \text{(I-10)}$$

On aboutit alors à un système de cinq équations fondamentales qui permettent de rendre compte de la plus part des phénomènes électriques dans les semi-conducteurs.

Si on remplace les deux dernières équations dans les trois premières, on obtient les équations fondamentales des semi-conducteurs :

$$\left. \begin{aligned}
 \Delta V &= \frac{-\rho}{\epsilon_{S/C}} \\
 \text{Div}(D_n - \mu_n \cdot n \cdot \vec{\nabla} V) - \frac{\partial n}{\partial t} &= g_n \\
 \text{Div}(D_p + \mu_p \cdot p \cdot \vec{\nabla} V) - \frac{\partial p}{\partial t} &= -g_p
 \end{aligned} \right\} \quad \text{(I-11)}$$

qui se réduisent dans le cas statique $\left\{ \frac{\partial n}{\partial t} = \frac{\partial p}{\partial t} = 0 \right\}$

$$\left. \begin{aligned}
 \text{à: } \text{Div}(\text{grad}V) &= \frac{-\rho}{\epsilon} \\
 \text{Div}(D_n - \mu_n \cdot n \cdot \vec{\nabla} V) &= g_n \\
 \text{Div}(D_p - \mu_p \cdot p \cdot \vec{\nabla} V) &= -g_p
 \end{aligned} \right\} \quad \text{(I-12)}$$

Ces trois équations sont appelées : les équations fondamentales des semi-conducteurs, car elles permettent de simuler la plus part des phénomènes électriques dans ces composants.

1.4.5 Modèles physiques considérés

Dans le système d'équations que nous venons de décrire, la physique des composants intervient dans trois facteurs :

I.4.5.1 La densité de charge

La densité de charge ρ qui fait intervenir les concentrations en porteurs libres, n pour les électrons et la concentration en impuretés électriquement actives. Celles-ci interviennent dans l'équation de poisson définie par [6] :

$$\rho = q \cdot (p - n + dop(x, y) + n_T(x, y)) \dots\dots\dots(I-13)$$

I.4.5.2 La mobilité

Les mobilités des électrons μ_n et des trous μ_p dépendent d'un certain nombre de paramètres (dopage, champs électrique et température..). Dans notre cas nous nous intéressons, surtout à sa dépendance avec le dopage [7].

Cependant, à l'équilibre thermodynamique et dans l'hypothèse d'un semi-conducteur non dégénéré on a :

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{KT}{q} \quad , \quad \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{KT}{q} \dots\dots\dots(I-14)$$

I.4.5.3 Génération recombinaison

L'écriture des équations de continuité de tout matériau introduit un terme que nous avons appelé "génération –recombinaison" et qui représente les divers mécanismes physiques qui vont perturber les concentrations des porteurs libres

En réalité, il y'a plusieurs modèles qui décrivent les phénomènes de génération - recombinaison, dans notre cas nous considérons une loi en volume régit par le modèle de "SCHOKLY-READ HALL".

$$g_n = g_p = \frac{n \cdot p - n_i^2}{\tau_p(p+p_i) + \tau_n(n+n_i)} \dots\dots\dots(I-15)$$

$$\tau_n = \frac{1}{N_t \cdot V_t \cdot \sigma_t}$$

$$\tau_p = \frac{1}{P_t \cdot V_t \cdot \sigma_t}$$

} (I-16)

I.4.5.4 Définition des pseudos niveau de Fermi

Il est commode d'introduire les pseudos niveau de Fermi E_{Fn} et E_{Fp} des électrons et des trous, qui sont définis par [6] :

$$\left. \begin{aligned} E_{Fn} &= -qV + KT \log \frac{n}{n_i} \\ E_{Fp} &= -qV + KT \log \frac{p}{n_i} \end{aligned} \right\} \quad \text{(I-17)}$$

I.4.6 Domaine de calcul et conditions aux limites

Afin de résoudre les équations fondamentales des s/c, il faut considérer les conditions aux limites du système.

En effet, tout semi-conducteur peut être représenté géométriquement par un ensemble de domaines définis par les diverses conditions susceptibles d'intervenir sur le composant.

On distinguera en particulier les régions suivantes:

- Contacts métalliques sur semi-conducteur.
- Contacts métalliques sur isolant.
- Interface, isolant semi-conducteur, l'isolant pouvant être l'air.
- Limite artificielle provenant de la symétrie du composant.

Pour étudier le comportement des composants il faut définir au préalable les conditions aux limites.

I.4.6.1 Aux contacts : « Limite de -Dirichlet-»

I.4.6.1.1 Sur le potentiel électrostatique

Le potentiel électrostatique dans le semi-conducteur est relié à la polarisation extérieur (Va) suivant la relation [8]:

$$V = V_s \mp \frac{Kt}{q} \cdot \ln \frac{(n)ou(p)}{n_i} \dots\dots\dots \text{(I-18)}$$

où : $\frac{Kt}{q} \cdot \ln \frac{(n)ou(p)}{n_i}$ est le potentiel interne semi-conducteur

I.4.6.1.2 Sur les densités de porteurs

Sous l'hypothèse de la neutralité électrique et à l'équilibre thermodynamique ; un semi conducteur au voisinage immédiat du contact est décrit par les équations suivantes :

$$n - p - dop = 0 \quad (\text{équilibre électrique}) \dots\dots\dots \text{(I-19)}$$

$$n \cdot p = ni^2 \quad (\text{équilibre thermodynamique}) \dots\dots\dots \text{(I-20)}$$

Ce qui permet d'écrire :

$$n = \frac{dop + (4ni^2 + dop^2)^{\frac{1}{2}}}{2} \quad \text{pour les électrons} \dots\dots\dots \text{(I-21)}$$

$$p = \frac{2ni^2}{dop + (4ni^2 + dop^2)^{\frac{1}{2}}} \quad \text{pour les trous} \dots\dots\dots \text{(I-22)}$$

I.4.6.2 L’interface Semi-conducteur/Isolant

Pour introduire les phénomènes de surface il est commode de modéliser la structure étudiée (formulation mathématique).

I.4.6.2.1 Formulation des équations de l’oxyde

On le suppose parfait et les densités de porteurs sont nulles, donc on a :

$$\vec{\nabla}^2 V = \frac{-q_{ox}}{\epsilon_{ox}} \dots\dots\dots(\mathbf{I-23})$$

ϵ_{ox} : Permittivité de l’oxyde.

q_{ox} : La densité de charge présente éventuellement dans l’oxyde.

I.4.6.2.2 Condition d’interface Oxyde semi-conducteur

- Sur le potentiel électrostatique

Deux conditions apparaissent :

- Continuité de potentiel électrostatique ($V_{ox})=(V_{s/c})$
- Discontinuité de la composante normale du champ. Il convient de tenir compte de la densité surfacique de la charge q_{ss} due aux centres de recombinaison en surface ou aux impuretés :

$$\epsilon_{ox} \left(\frac{\partial V}{\partial y}\right) = \epsilon_{sc} \left(\frac{\partial V}{\partial y}\right) + q_{ss} \dots\dots\dots(\mathbf{I-24})$$

- Sur les densités de courant

L’oxyde étant un isolant parfait, les flux d’électrons et de trous normaux à l’interface sont nuls.

$$\left. \begin{aligned} g_{sn} + \frac{1}{q} \cdot J_{ny} &= 0 \\ g_{sp} + \frac{1}{q} \cdot J_{py} &= 0 \end{aligned} \right\} (\mathbf{I-25})$$

Dans ces expressions, g_{sn} , g_{sp} décrivent des taux de génération surfacique dus aux états de surface, tandis que J_{ny} et J_{py} sont les composants en y de J_n et J_p .

I.4.6.3 Aux autres frontières: conditions de Newman

Pour des raisons de symétrie et pour les phénomènes unidimensionnels on définit par une condition de Newman sur le champ électrique et sur les densités de courant : les dérivées normales en y sont nulles.

$$\frac{\partial V}{\partial y} = 0 \ ; \ \frac{\partial n}{\partial y} = 0 \ ; \ \frac{\partial p}{\partial y} = 0$$

I.4.7 Traitement analytique préliminaire

Dans cette partie on va décrire, les préliminaires analytiques au traitement numérique du problème : c'est à dire qu'on va passer à des équations sans dimension, et choisir des variables de base.

I.4.7.1 Normalisation

L'intérêt majeur de cette étape est de simplifier les calculs analytiques et numériques on utilisant des variables normalisées suivant les tableaux I-1) et I-2).

Grandeurs	Variables	Unité	Facteur de normalisation	Ordre de grandeurs
Distance	L	M	$L = \sqrt{\frac{\epsilon \mu_t}{qn_i}}$	3.34 E-5
Potentiel Electrostatique	U_t	V	$U_i = \frac{KT}{q}$	0.0258
Niveau d'énergie	$E_{fi}E_{fn}E_{fp}$	J	$E_{fi} = -KT$	4.1 E-21
Concentration	n,p,N _D ,N _A	Cm ⁻³	n _i	1.48 E-10
Densité du courant	J _n ,J _p	C _b .S ⁻¹ .Cm ⁻²	$j_0 = \frac{q \cdot d_0}{L} \cdot n_i$	1.82 E-8
G/R volumique	(G/R) _{volumique}	Cm ⁻² .S ⁻¹	$\frac{D_0 \cdot n_i}{L^2}$	3.42 E+13
G/R surfacique	(G/R) _{surfacique}	Cm ⁻² .S ⁻¹	$\frac{D_0 \cdot n_i}{L}$	1.14 E+11
Constante de diffusion	D ₀	Cm ² /S	$\frac{LJ_0}{qn_i}$	1.46 E+6
Mobilité	μ_n, μ_p	Cm ² .V ⁻¹ .S ⁻¹	$\frac{D_0}{U_t}$	5.65 E+7
Courant total	I	A/Cm	J ₀ . L	0.34 E-2
Capacité	C	F/Cm	/	1.03 E-12
Densité de charge surfacique	ρ	C/Cm ²	$\frac{U_t \epsilon_{si}}{L}$	7.88 E-12
Champ électrique	E	V/Cm	$\frac{U_t}{L}$	7.62 E+4
Temps (durée de vie)	τ	S	$\frac{L^2}{D_0}$	7.88 E-12

Tableau I-2: Normalisation des constantes

Equation classique	Equation normalisée
<p>Equation fondamentale de poisson : $\nabla V = \frac{q}{\epsilon_{s/c}} [p(x, y) - n(x, y) + dop(x, y) + n_t(x, y)]$</p> <p>Equation de continuité des électrons et des trous $DIV(D_n \cdot \vec{\nabla} n - n \cdot \mu_n \cdot \vec{\nabla} V) = gn$ $DIV(D_p \cdot \vec{\nabla} p - p \cdot \mu_p \cdot \vec{\nabla} V) = gp$</p>	<p>Equation fondamentale de poisson : $\Delta \phi = N - P - DOP - N_t$</p> <p>Equation de continuité des électrons et des trous $\vec{\nabla} (M_n e^\phi \cdot \vec{\nabla} \phi_n) + G = 0$ $\vec{\nabla} (M_p e^\phi \cdot \vec{\nabla} \phi_p) + G = 0$</p>
<p>Pseudo niveau de FERMI : $E_{f_n} = -q \cdot V - K \cdot T \ln \frac{n}{n_i}$ $E_{f_p} = -q \cdot V - K \cdot T \ln \frac{p}{n_i}$</p>	<p>Pseudo niveau de FERMI : $\phi_n = \phi - \ln N$ $\phi_p = \phi - \ln P$</p>

Tableau I-3: Tableau de normalisation des équations

I.4.7.1.1 Normalisation de l'équation de Poisson

Le processus de la normalisation de l'équation de Poisson est le suivant :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = -\frac{q}{\epsilon} (p + dop - n + n_t) \dots \dots \dots (I-26)$$

En posant :

$$p = \frac{p}{n_i} ; N = \frac{n}{n_i} ; DOP = \frac{dop}{n_i} ;$$

$$\phi = \frac{qV}{KT} ; X = \frac{x}{L} ; Y = \frac{y}{L}$$

Tel que L est une constante qui reste à déterminer.

Comme conséquence à ces changements de variables on aura l'équation de Poisson sous la forme :

$$\frac{KT}{qL^2} \left(\frac{\partial^2 \phi}{\partial X^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial Y^2} \right) = -\frac{qn_i}{\epsilon} (P + DOP - N + N_t) \dots \dots \dots (I-27)$$

L de tel sorte que :

$$\frac{KT}{qL^2} = \frac{q}{\epsilon} n_i \dots \dots \dots (I-28)$$

Ces changements de variables conduisent à la normalisation du reste des équations qui régissent le comportement du semi conducteur.

I.4.7.1.2 Equations de transport

$$\vec{J}_n = -M_n (N\vec{E} + \vec{\nabla} N) \dots \dots \dots (I-29)$$

$$\vec{J}_p = -M_p (P\vec{E} + \vec{\nabla} P) \dots \dots \dots (I-30)$$

Tel que M_n, et M_p sont respectivement les mobilités normalisées des électrons et des trous

I.4.7.1.3 Equation de continuité

$$\frac{\partial N}{\partial t} = GN - \vec{\nabla} \cdot \vec{J}_n \dots\dots\dots(\mathbf{I-31})$$

$$\frac{\partial P}{\partial t} = GP - \vec{\nabla} \cdot \vec{J}_p \dots\dots\dots(\mathbf{I-32})$$

Le résumé des variables normalisées est représenté dans le tableau suivant :

On notant que les différentes quantités normalisées en majuscule (N, P, DOP respectivement pour les concentrations d'électrons, trous et dopants, ϕ pour le potentiel, X et Y pour les distances, M_n et M_p étant les mobilités normalisées, GR pour le taux de génération et de recombinaison) le système d'équation s'écrit:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{divgrad}(\phi) = N - P - DOP \dots\dots\dots(\mathbf{I-33}) \\ \text{div}[Mn(\text{grad}(N) - N\text{grad}(\phi))] = GR \dots\dots\dots(\mathbf{I-34}) \\ \text{div}[Mp(\text{grad}(P) - P\text{grad}(\phi))] = -GR \dots\dots\dots(\mathbf{I-35}) \end{array} \right.$$

I.4.7.2 Choix des variables de base

On préfère parfois utiliser dans la résolution du système d'équations des variables qui nous facilitent la tâche c'est à dire :

- Simplifier les équations elles-mêmes, dans certains types de simulation.
- Réduire les gammes couvertes par les valeurs numériques de ses variables.
- Réduire les erreurs d'arrondis informatiques pouvant provenir, par exemple, de la différence entre deux quantités très proches.


Il existe plusieurs triplets de valeurs pouvant être choisis comme variables de base $(\phi, \phi_n, \phi_p), (\phi, P, N), (\phi, e^{\phi_n}, e^{\phi_p}) \dots$ etc.

Le triplet (ϕ, ϕ_n, ϕ_p) est choisi après une expérience informatique, parce qu'il mène au calcul initial (initialisation de la structure) ; et les résultats finaux seront relatifs au triplet $(\phi, e^{\phi_n}, e^{\phi_p})$.

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a représenté les différentes équations qui régissent le comportement physique d'un semi-conducteur. On a traité ces équations pour arriver à notre but qui est d'aboutir à un système d'équation qu'on peut considérer comme notre problème et de l'intégrer dans le processus du traitement analytique préliminaire.

Finalement, le système est devenu prêt à être résolu par la méthode des éléments finis.



Chapitre II :
Elaboration du
programme et traitement
Numérique

Introduction

La modélisation électrique des composants électroniques a connu un essor considérable grâce aux solutions numériques développées pour résoudre les équations fondamentales des semi-conducteurs.

Nous développons au cours de ce travail un logiciel de simulation sous PDE (PARTIAL DIFFERENTIAL EQUATION). Celui-ci résout les trois équations de semi-conducteurs en deux démentions. Il utilise un schéma de discrétisation de type éléments finis basé sur un algorithme découplé en résolvant le système d'équations donné. Les variables considérées sont le potentiel et les densités de porteurs. Tout en pouvant considérer localement les pseudo-niveaux de FERMI pour initialiser les calculs.

Les structures d'étude dans le cadre de ce travail sont de type bipolaire classique, BICMOS, JFET, MOSFET. Cependant le logiciel que nous développons reste applicable pour n'importe quel composant semi-conducteur. Il suffit pour cela de modifier les grandeurs d'entrée. Toutes les grandeurs physiques et géométriques du composant à simuler sont donc modifiables par ce dernier : dimensions géométriques, profils de dopage, polarisation.

II-1 Éléments finis sous Matlab

PDETOOL de Matlab constitue une boîte à outils Matlab orienté vers la résolution des problèmes aux dérivées partielles de type :

$$\diamond \text{ Elliptique : } \quad -\nabla(\mathbf{C}\nabla\phi) + \mathbf{a}\phi = \mathbf{f} \dots\dots\dots(\text{II-36})$$

$$\diamond \text{ Parabolique : } \quad \mathbf{d} \frac{\partial\phi}{\partial t} - \nabla(\mathbf{C}\nabla\phi) + \mathbf{a}\phi = \mathbf{f} \dots\dots\dots(\text{II-37})$$

$$\diamond \text{ Hyperbolique : } \quad \mathbf{d} \frac{\partial^2\phi}{\partial t^2} - \nabla(\mathbf{C}\nabla\phi) + \mathbf{a}\phi = \mathbf{f} \dots\dots\dots(\text{II-38})$$

$$\diamond \text{ Valeur propres : } \quad -\nabla(\mathbf{C}\nabla\phi) + \mathbf{a}\phi = \lambda\mathbf{d}\phi \dots\dots\dots(\text{II-39})$$

Définie sur les domaines bornés dans le plan à deux dimensions en utilisant la méthode des éléments finis (FEM).

PDETOOL permet un accès par l'interface graphique ou par des définitions de fichier m.

- Définition de la géométrie ;
- Définition des conditions de frontières ;
- Maillage ;
- Assemblage ;
- Résolution.

Pour l'exploitation des résultats obtenus, le PDETOOL permet la récupération de toute matrice de calcul, ainsi que la visualisation graphique des courbes simulées.

II.1.1 Equation Elliptique

L'équation elliptique de base maniée par PDE est :

$$-\nabla(\mathbf{C}\nabla\phi) + \mathbf{a}\phi = \mathbf{f} \quad \text{en} \quad \Omega \dots\dots\dots \text{(II40)}$$

Où Ω est un domaine borné dans le plan,
 c, a, f les paramètres donnés par l'équation à résoudre,
 ϕ la fonction inconnue.

L'équation de Poisson peut se mettre aisément sur cette forme :

$$-\nabla^2\phi = \frac{\rho}{\epsilon} \dots\dots\dots \text{(II41)}$$

Avec $c=1$; $a=0$; $f = \frac{\rho}{\epsilon}$

Pour résoudre une équation de cette forme, PDE à suivit la procédure suivante :

II.1.2 Définition de la géométrie

La description de la géométrie peut être obtenue en décomposant la structure en matrices sous forme de fichier .m

II.1.2.1 Définition des conditions de frontières

Les conditions aux limites sont en générale de type *DIRICHLET* ou *NEWMANN*

- *DIRICHLET*: une valeur spécifique de ϕ sur la frontière $\partial\Omega$

$$\mathbf{h} \phi = \mathbf{r} \dots\dots\dots \text{(II-42)}$$

- *NEWMANN*:

$$\vec{n}(\mathbf{C}\nabla\phi) + \mathbf{q}\phi = \mathbf{g} \dots\dots\dots \text{(II-43)}$$

\vec{n} est l'unité extérieure normale,
 g, h, q, r sont des fonction définies en $\partial\Omega$.

II.1.2.2 Elaboration du maillage

L'élaboration d'un maillage triangulaire du premier ordre sur le domaine se fait à l'aide de la fonction INITMESH.

Une maille est décrite par trois matrices de forme fixe contenant des informations au sujet de la maille : Le point(p), La limite du segment Edge:(e), Le triangle (t).

On outre, on peut éventuellement affiner la maille tout en utilisant la fonction REFFINEMESH.

Souvent, le raffinement obtenu par le biais de cette fonction peut avoir des traits géométriques semblables à des inclinaisons fortes localisés.

Ce raffinement peut avoir lieu tout en divisons le triangle en quatre triangles semblables, en créant des nouveaux cornés.

II.1.2.3 Assemblage

La discrétisation de l'équation de type PDE tout en tenant compte des conditions aux frontières permet d'aboutir à un système linéaire :

$$(K+M+Q) \emptyset = F-G \dots\dots\dots (II-44)$$

- K, M et Q sont des matrices carrées ($N_p \times N_p$),
- F et G sont des vecteurs N_p ,
- N_p nombre de point.
- K, M et F sont produites par la fonction ASSEMA qui assemble les intégrales des contributions des régions.
- Par contre Q et G sont produites par la fonction ASSEMB qui assemble les conditions de frontières.
- Les intégrales sont calculées aux niveaux des matrices ajoutant les contributions de chaque triangle aux entrées correspondantes, ce processus est appelé assemblage d'ici le nom de la fonction ASSEMA précédemment cité.
- Ainsi nous obtenons un système d'équation algébrique de la forme :

$$[K_g].[\emptyset] = [F_g] \dots\dots\dots (II-45)$$

$[K_g]$: matrice globale qui assemble c, a, h, q .

$[F_g]$: vecteur source qui assemble f, g .

II.1.2.4 Résolution

Une fois que les matrices $[K_g]$ et $[F_g]$ de l'équation (II-39) sont assemblées, nous avons l'environnement Matlab entier à notre disposition pour résoudre le système linéaire.

II.1.2.5 Organigramme de la méthode des éléments finis par PDETOOL

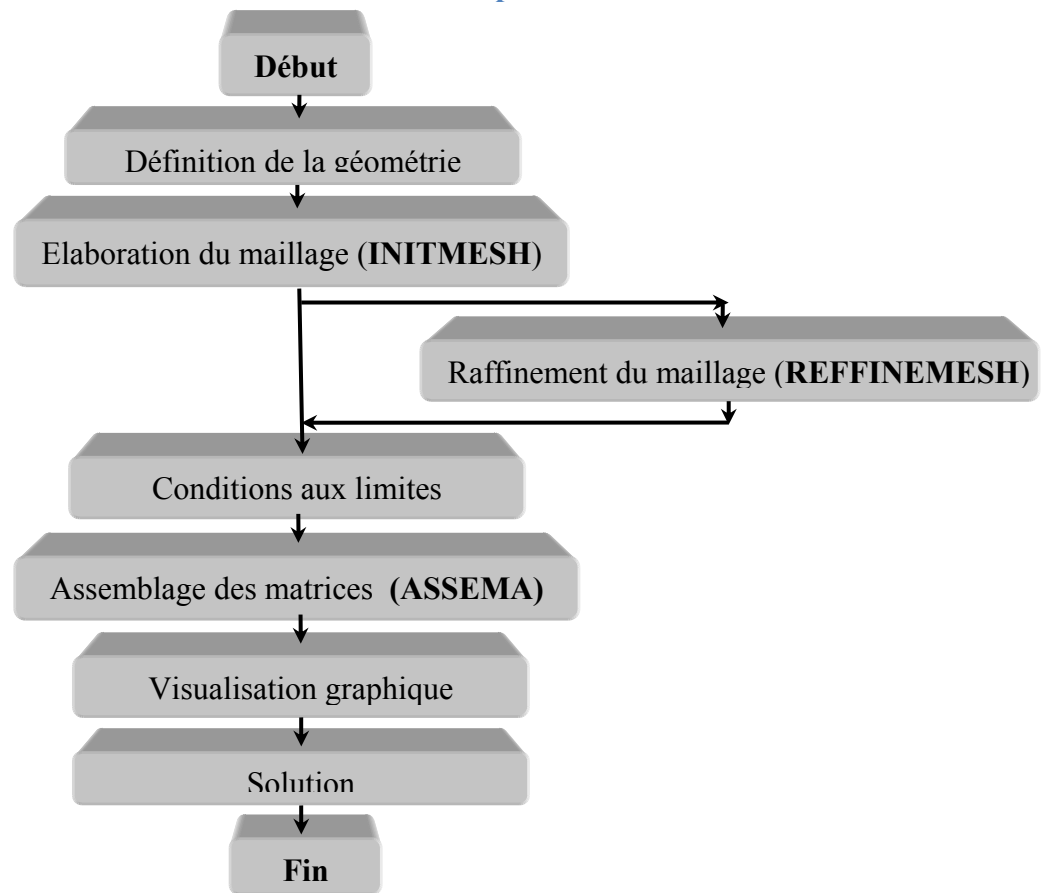


Figure II-1: Organigramme de la méthode des éléments finis par PDETOOL

II.2 Structure générale du logiciel

Ce logiciel permet de résoudre les équations du semi-conducteur par la méthode des éléments finis en géométrie 2D, il regroupe deux modules qui aboutissent à la modélisation de la structure considérée et à l'édition des résultats dans des fichiers ou sous forme graphique.

La gestion globale de ces modules se fait à travers un menu général suivant l'algorithme

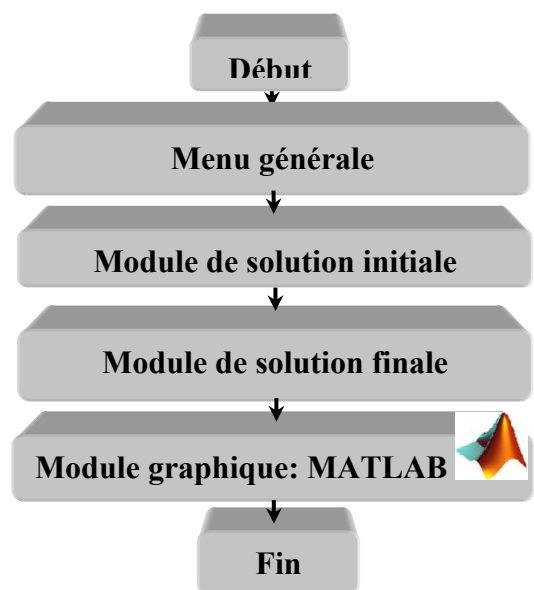


Figure II-2: Algorithme des modules de résolutions

II.3 Organigramme globale de solution initiale

Notre logiciel a été conçu en plusieurs modules indépendants les uns des autres ; et qui se partagent la tâche de la résolution du problème numérique, l'organigramme suivant représente le squelette globale de la solution :

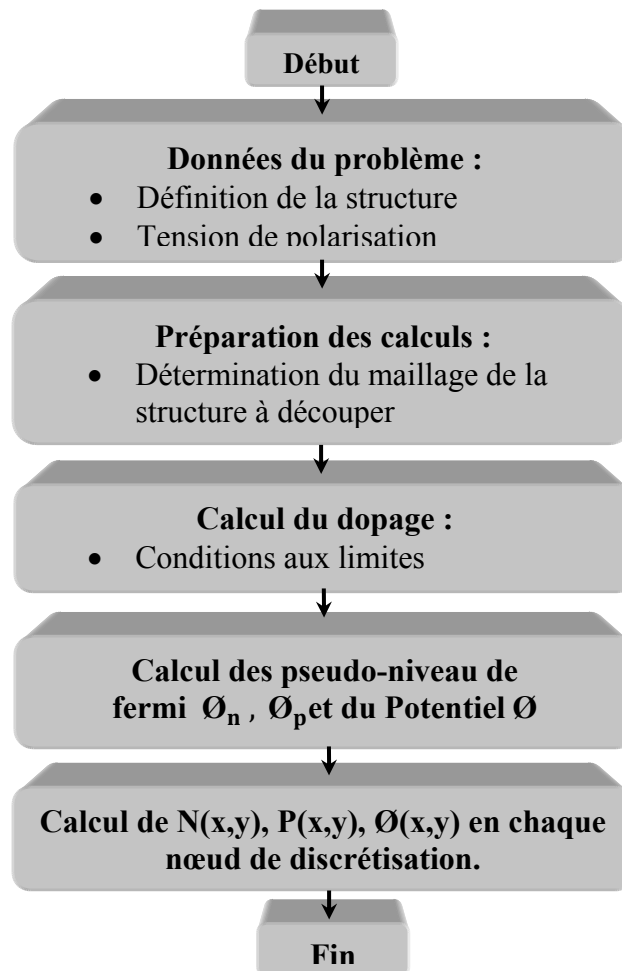


Figure II-3: Algorithme de résolutions

A l'issue d'une simulation nous disposons de différentes données qui permettent d'aboutir aux résultats.

- Données d'entrées : Structure étudiée, maillage, dopage.
- Sorties : Potentiel, pseudo-niveau de fermi, concentration des porteurs.

En outre, le module graphique nous permet de tracer des courbes 2 ou 3D des différentes échelles.

Il est à noter, que la résolution finale commence par récupérer les résultats de la solution initiale pour déclencher le processus itératif de la résolution finale, et que la convergence de ce module est fortement tributaire de la qualité de la solution initiale.

II.3.1 Premier module

II.3.1.1 Définition de la structure

II.3.1.1.1 Transistor bipolaire classique

Dans cette partie, nous nous intéressons à un transistor Bipolaire, le modèle que nous avons utilisé est celui d'un transistor NPN de type planar à zone épitaxiée dont les dimensions géométriques correspondent à ceux de la **Figure (II-3)**. Nous considérons des profils de dopage gaussiens pour les régions N et P avec des concentrations en surface égale à 10^{19} cm^{-3} sur l'émetteur, 10^{17} cm^{-3} sur la base et 10^{18} cm^{-3} sur le collecteur. Cependant, la zone épitaxiée est constante de l'ordre de 10^{15} cm^{-3} [9].

Le profil est illustré clairement sur la **Figure (II-19)**.

II.3.1.1.2 Transistor BICMOS

La **Figure (II-4)** présente un exemple de la structure étudiée ainsi une présentation schématique et bidimensionnelle du composant BICMOS. La concentration N^+ du collecteur est de l'ordre de 10^{19} cm^{-3} d'une épaisseur très mince de l'ordre de 50 pm, par contre l'épitaxie est constante avec un dopage de $8.10^{16} \text{ cm}^{-3}$, quand à la base elle est optimisée à 200 pm, donc mince afin d'accroître les performances du composant. Les deux bases extrinsèques sont dopées à $5.10^{18} \text{ cm}^{-3}$, la base intrinsèque ne l'est qu'à

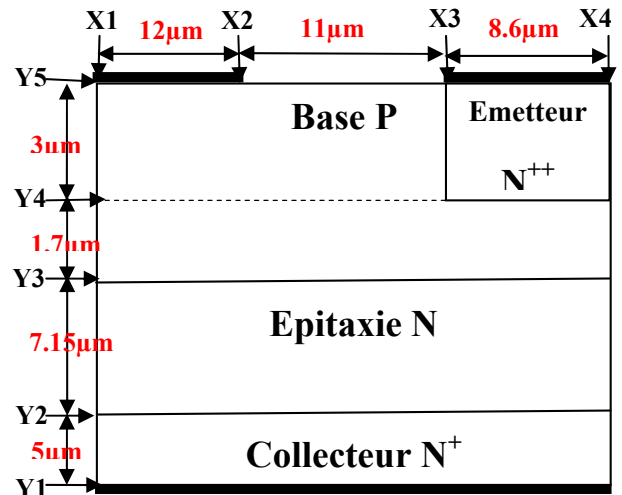


Figure II-4: la structure BIPOLAIRE

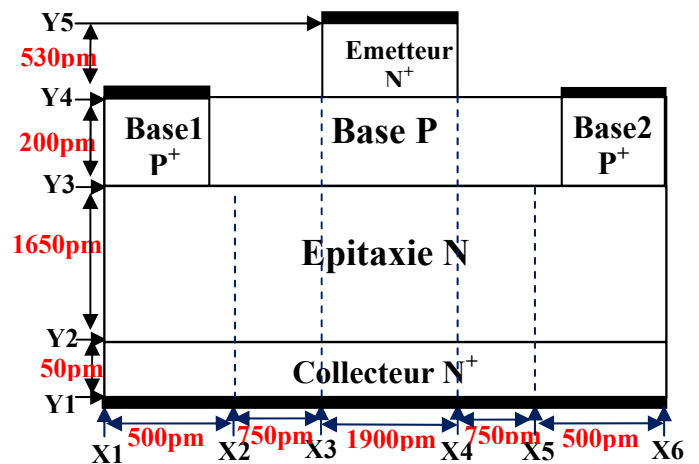


Figure II-5: la structure BICMOS

10^{18}cm^{-3} [9]. Le profil est illustré clairement sur la Figure (II-20).

II.3.1.1.3 Transistor à effet de champ MOSFET

La Figure (II-5) présente un transistor n LDD-MOS à effet de champs de taille submicronique (nLDD-MOSFETs: MOSFETs de type N légèrement dopés du côté drain). La longueur du canal L_g de transistors étudiés est de 130 nm. Le canal est dopé à 10^{17}cm^{-3} . La concentration des caissons (source/drain) N^+ est de l'ordre de 10^{19}cm^{-3} et la profondeur de jonction X_j sera prise 88nm, avec des extensions LDD (Lightly Doped Drain) dopés à 5.10^{18}cm^{-3} .

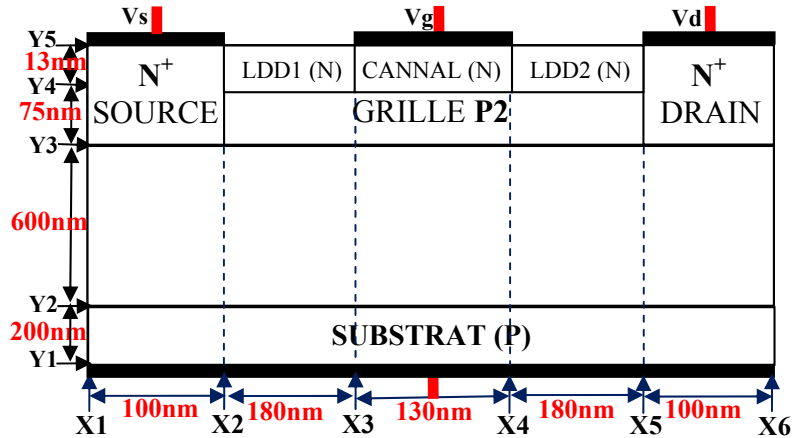


Figure II-6: la structure MOSFET

Les Substrats (régions p, p2) sont dopées à 10^{18}cm^{-3} et 10^{16}cm^{-3} respectivement. Cependant, la zone épitaxie (région P1) est constante de l'ordre de 2.10^{16}cm^{-3} [10]. Le profil est illustré clairement sur la Figure (II-21).

II.3.1.1.4 Transistor à effet de champ JFET

La Figure (II-6) présente la structure de base du transistor JFET vertical composé de deux canaux, dont la largeur du canal vertical est de 1.3 μm , avec une épaisseur de 1 μm , dopé à 5.10^{15}cm^{-3} , la largeur du canal horizontal est de 0.2 μm , avec une épaisseur de 2.6 μm , dopé à $1.5.10^{17} \text{cm}^{-3}$, la distance entre la zone P^+ et le substrat est de 4 μm , les grilles (zone P^+) sont dopées à 3.10^{17}cm^{-3} [11]. Le profil est illustré clairement sur la Figure (II-22).

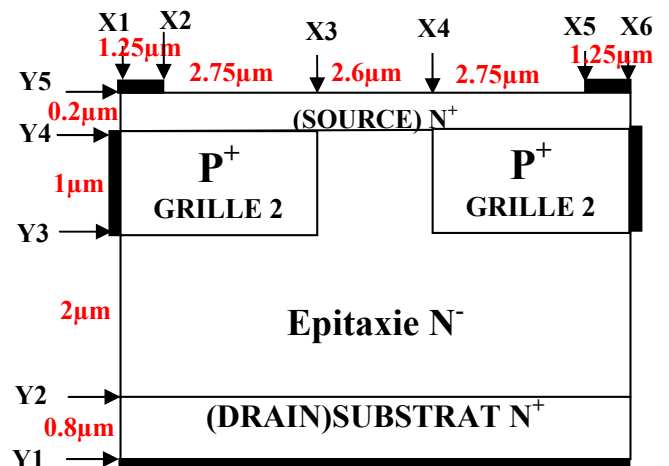


Figure II-7: la structure JFET

Remarque :

Cette structure n'est pas réaliste car en pratique on ne peut pas mettre les grilles sur les côtés de la puce. En fait la grille est sur la partie supérieure et la structure est avec une grille en surface ou bien avec une grille enterrée (des caissons de type P descendent pour se relier à la grille).

II.3.1.2 Génération du maillage

La génération du maillage est une phase très critique dans ce type de simulation, en effet la précision de la solution du problème dépend initialement de la densité du maillage considéré.

L'existence de régions caractérisées par de forte variation du potentiel et des densités de porteurs ou de zones d'équilibres. Ces dernières quantités varient lentement font que les points de discrétisation doivent être distribués de manière non uniforme afin de préserver la qualité de la solution.

II.3.1.3 Génération du maillage à l'aide de PDE

La méthode des éléments finis conduit naturellement à un maillage triangulaire.

Notre logicielle conçu sou PDE nous à permis d'accéder à un maillage triangulaire par la fonction INITMESH qui initialise notre maillage et découpe notre structure en point(p), bord (edge:e), et triangle(t).

[p, e, t]= INITMESH(g) ou g est la géométrie de la structure, que nous avons du définir au préalable.

- Les données d'entrée : Définition de la structure étudiée.
- Les sorties : p, e, t sont des données de la maille.

La matrice des points(p) : contient deux ligne indiquant les coordonnées du point de la maille suivant x,y.

La matrice des bords(e): la première et la deuxième ligne contiennent les indices du début et la fin du point.

La matrice triangle(t) : les trois premiers lignes contiennent les indices de points du triangle au sens inverse des aiguilles d'une montre. La quatrième ligne contient le nombre des subdomaines (milieux).

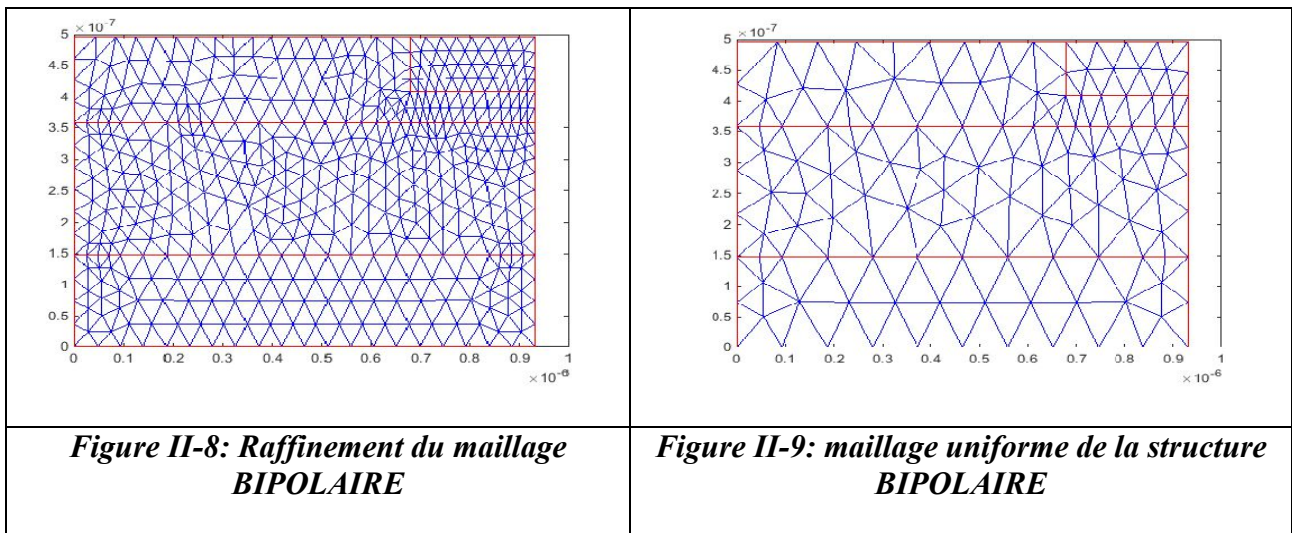
Raffinement du maillage :

Après avoir généré notre maillage, on peut le raffiner tout en utilisant la fonction REFINEMESH permettant de multiplier le nombre de triangles par quatre.

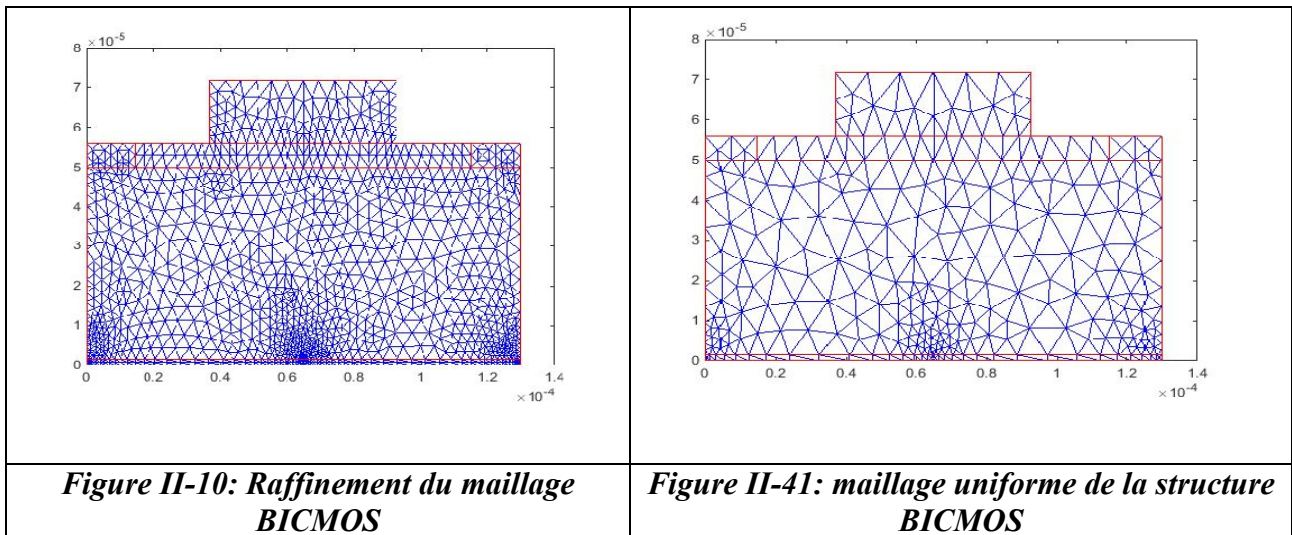
$$[p1, e1, t1]= \text{REFINEMESH} (g, p1, e1, t1)$$

- Les données d'entrée : p, e, t et la géométrie g.
- Les sorties : p1, e1, t1.

Les Figure (II-7), (II-8) présentent le maillage uniforme et raffiné deux fois [p2, e2, t2] respectivement de la structure **bipolaire**. Dont le nombre de points et triangle, bord sont citées dans le **Tableau II-1** .



Les Figures (II-9), (II-10) présentent le maillage uniforme et raffiné deux fois [p2, e2, t2] respectivement de la structure **BIMOS**. Dont le nombre de points et triangle, bord sont citées dans le **Tableau II-1**.



Les Figures (II-11), (II-12) présentent le maillage uniforme et raffiné deux fois [p2, e2, t2] respectivement de la structure MOSFET. Dont le nombre de points et triangle, bord sont citées dans le Tableau II-1.

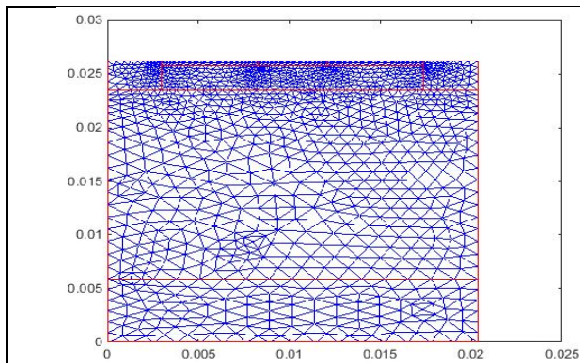


Figure II-5: Raffinement du maillage MOSFET

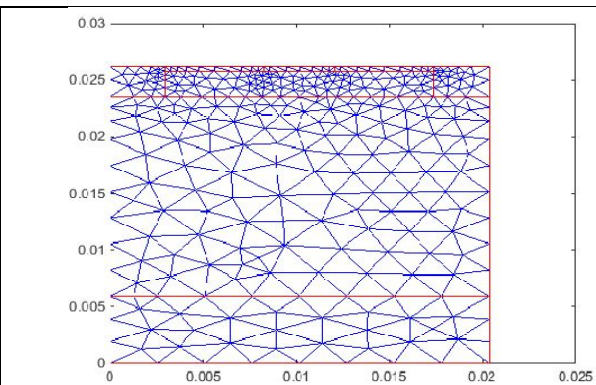


Figure II-63: maillage uniforme de la structure MOSFET

Les Figure (II-13), (II-14) présentent le maillage uniforme et raffiné deux fois [p2, e2, t2] respectivement de la structure JFET. Dont le nombre de points et triangle, bord sont citées dans le Tableau II-1.

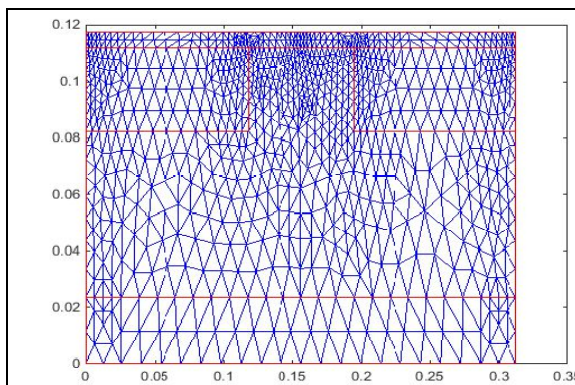


Figure II-7: Raffinement du maillage JFET

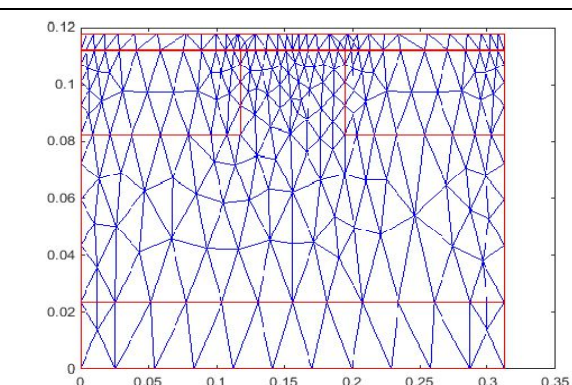


Figure II-85: maillage uniforme de la structure JFET

Type Structure	Type de maillage								
	Uniforme [p, e, t]			Raffiné 1 [p1, e1, t1]			Raffiné 2 [p2, e2, t2]		
	p	e	t	p1	e1	t1	p2	t2	t2
<i>Bipolaire classique</i>	132	76	223	486	152	892	1863	304	3568
<i>BIMOS</i>	330	151	576	1235	302	2304	4773	604	9216
<i>MOSFET</i>	353	146	630	1335	292	2520	5189	584	10080
<i>JFET</i>	239	137	413	890	274	1652	3431	548	6608

Tableau II-1: le nombre d'éléments des matrices p_i , e_i , t_i après maillage de chaque structure

II.3.2 Deuxième module

II.3.2.1 Garnissage de la structure

Le dopage dans les différentes zones actives de la structure permet d'accéder à un garnissage de la structure et pouvoir définir les caractéristiques physiques et technologiques d'un dispositif. L'utilisation a le choix de considérer une gaussienne simple ou une convolution de deux gaussiennes, une en x et l'autre en y.

Pour cela, nous calculons d'abord la gaussienne verticale :

$$C(y)=C_s.\exp(-D_0.y^2) \dots\dots\dots (II-46)$$

Sachant que la concentration en surface vaut : $C_s=C(y=0)$ et qu'au niveau de la jonction (X_j), nous avons :

$$C(X_j)=C_s.\exp(-D_0. X_j^2)$$

Le coefficient de diffusion D_0 vaudra donc :

$$D_0=\left(\frac{-1}{X_j^2}\right)\ln\left(\frac{C(X_j)}{C_s}\right)$$

La bi gaussienne est générée par :

$$C(x,y_j)=C(y).\exp(-D_0. X_j^2) \dots\dots\dots (II-47)$$

La fonction INITMESH décompose notre géométrie en différents milieux. Ce qui permet de procéder à un garnissage suivant leurs milieux.

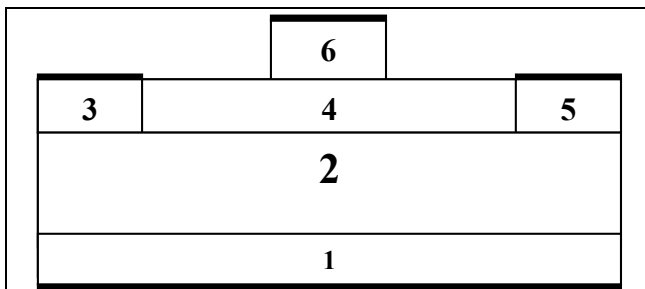


Figure II-9 : Décomposition de la géométrie en différents milieux BICMOS

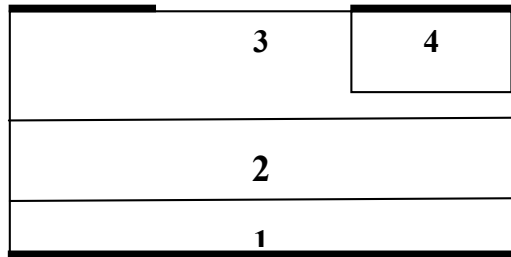


Figure II-10: Décomposition de la géométrie en différents milieux BIPOLAIRE

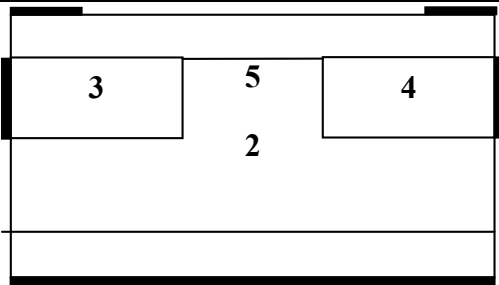


Figure II-118: Décomposition de la géométrie en différents milieux JFET

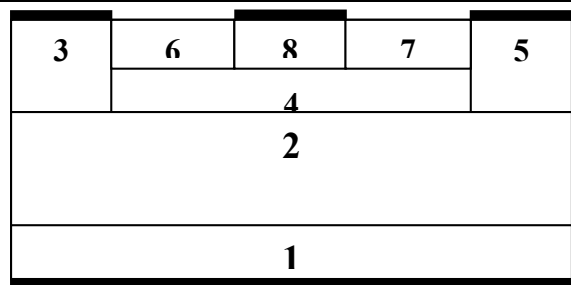


Figure II-129: Décomposition de la géométrie en différents milieux MOSFET

Nous avons considéré des profils de dopages gaussiens suivant :

$n_i=1.45 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ concentration intrinsèque $C_{sb}=10^{17} \text{ cm}^{-3}$ Concentrations base $C_{sepi}=10^{15} \text{ cm}^{-3}$ Concentrations Epitaxie $C_{se}=10^{19} \text{ cm}^{-3}$ Concentrations Emetteur $C_{sc}=10^{18} \text{ cm}^{-3}$ Concentrations Collecteur	$n_i=1.45 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ concentration intrinsèque $C_{sbext}=5 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ Concentration B extrinsèque $C_{sbint}=10^{18} \text{ cm}^{-3}$ Concentration B intrinsèque $C_{sepi}=8 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ Concentration Epitaxie $C_{se}=10^{19} \text{ cm}^{-3}$ Concentration Emetteur $C_{sc}=10^{19} \text{ cm}^{-3}$ Concentrations Collecteur
profil de dopage Transistor bipolaire	profil de dopage Transistor BICMOS
$n_i=1.45 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ concentration intrinsèque $C_{sd}(\text{drain})=C_{ss}(\text{source})=1.5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ $C_{sepi}=5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ Concentrations Epitaxie $C_{sg}=3 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ Concentrations grille	$n_i=1.45E10$; concentration intrinsèque $C_{ss} = C_{sd} = 1^{E19}/n_i$; Concentration source/ drain $C_{sLDD} = 5^{E18}/n_i$; Concentration LDD $C_{sCAN} = 1^{E17}/n_i$; Concentration CANNAL $C_{sp2} = 1^{E18}/n_i$; Concentration REGION P2 $C_{sp1} = 2E16/n_i$; Concentration REGION P1 Epitaxie $C_{sp} = 1E16/n_i$; Concentration REGION P
profil de dopage Transistor JFET	profil de dopage Transistor MOSFET

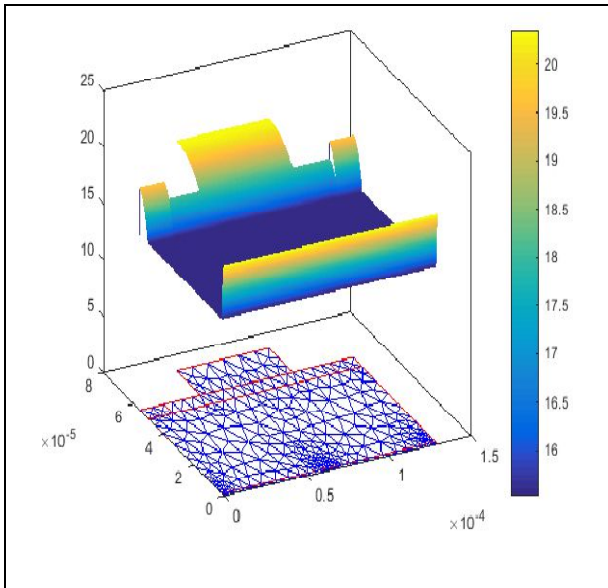


Figure II-20: garnissage d'un bipolaire

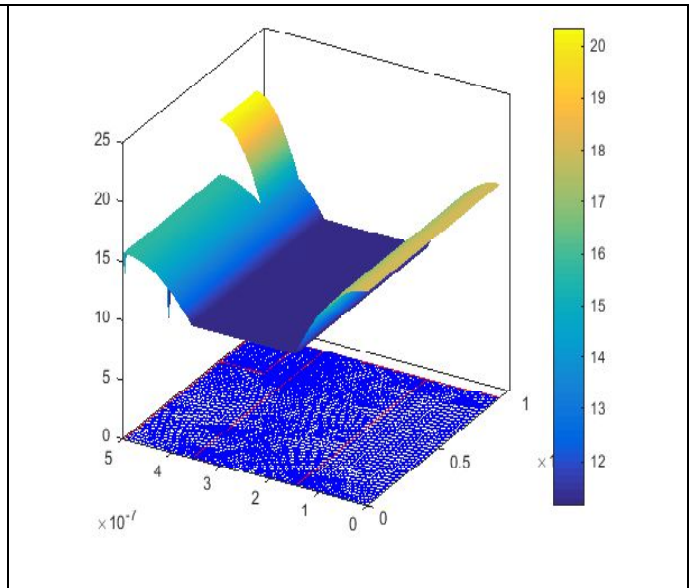


Figure II-21: garnissage d'un BICMOS

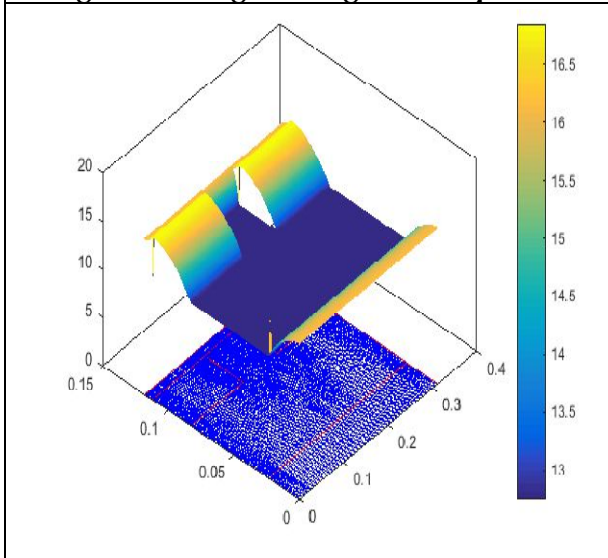


Figure II-133: garnissage d'un JFET

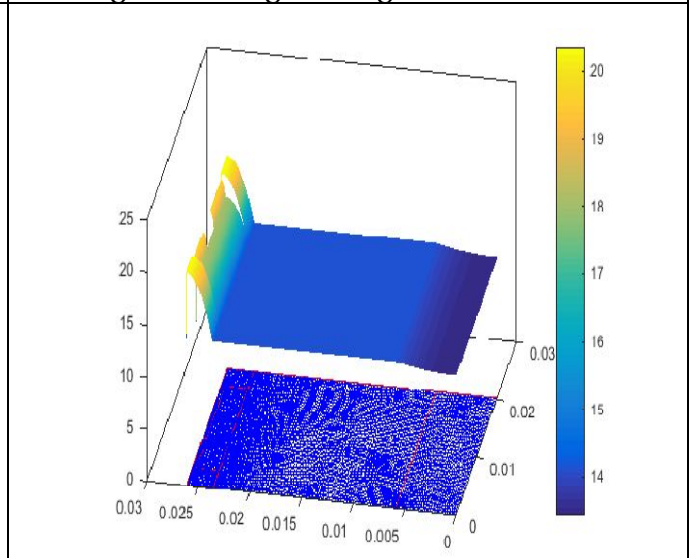


Figure II-142: garnissage d'un MOSFET

L'organigramme ci-dessous présente le profil de dopage convenable de chaque structure

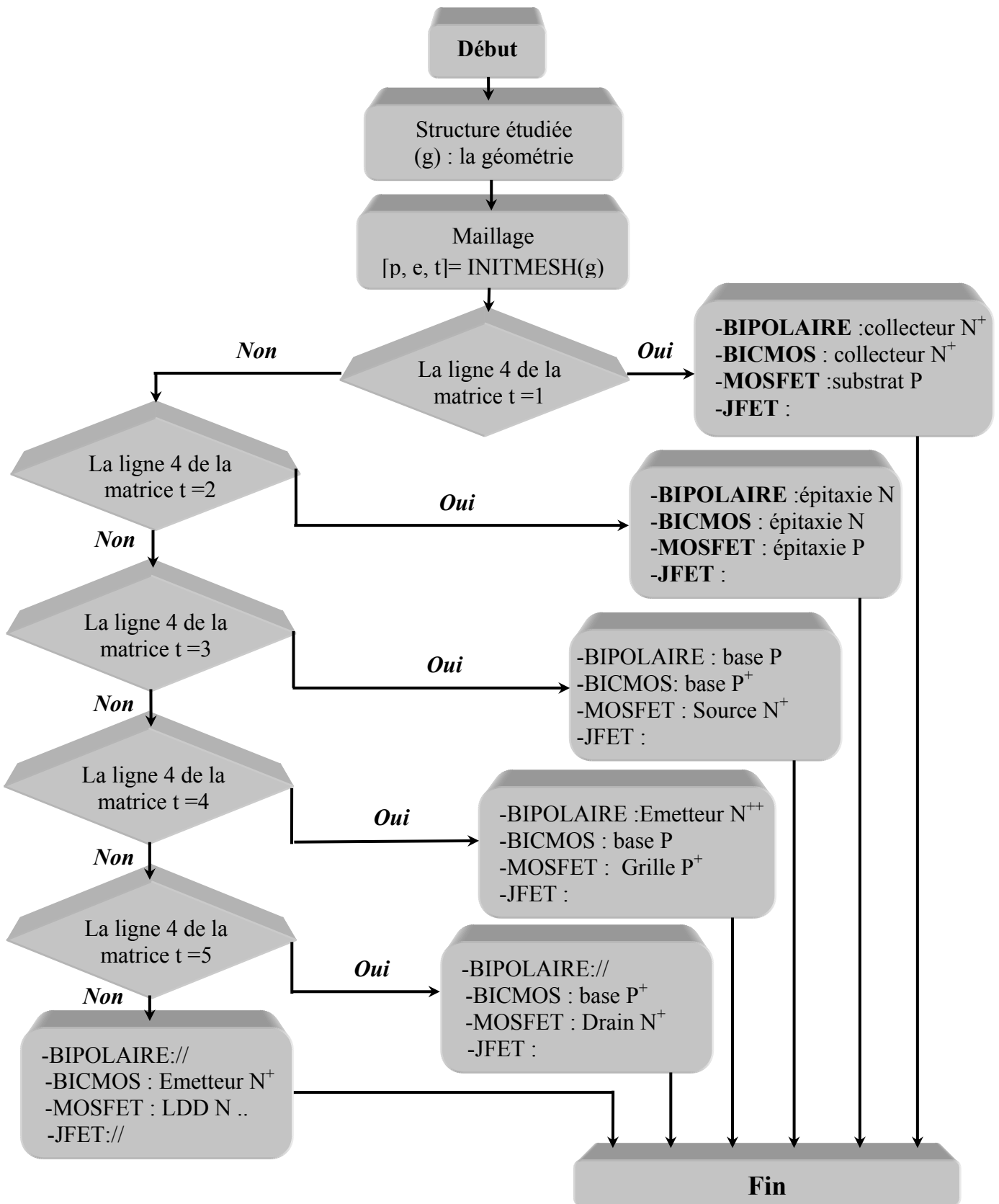


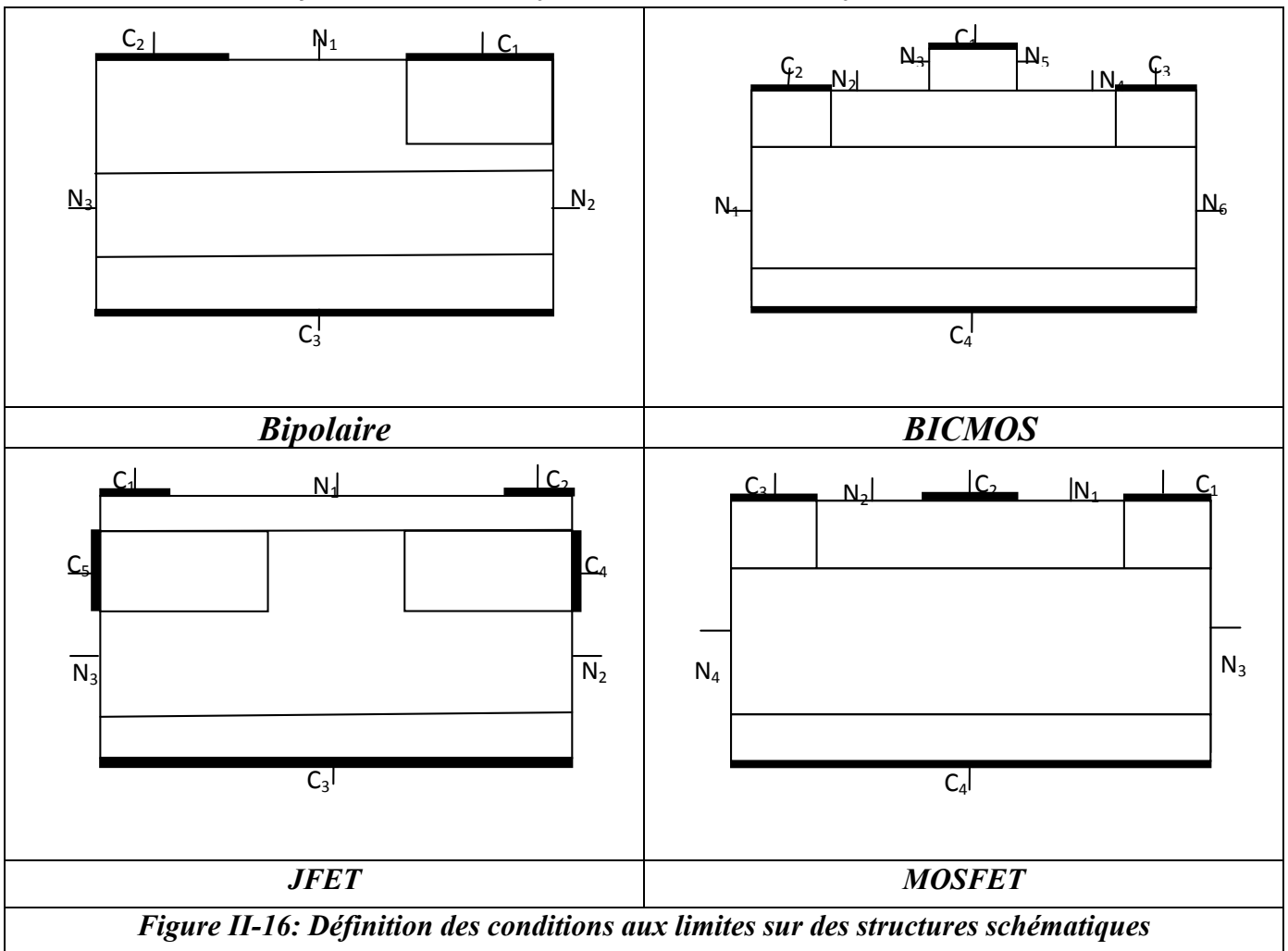
Figure II-15: Organigramme du profil de dopage

II.3.2.2 Conditions aux limites

Deux types de conditions aux limites peuvent être considérées, les frontières (C_i) correspondent à des conditions de type DIRICHLET, par contre les surfaces extérieures (N_j) sont définies par des conditions de NEWMANN sur le champ électrique et sur les densités de courant :

Les dérivées normales Y sont nulles.

On écrit donc $\frac{\partial \phi}{\partial y} = 0$; $\frac{\partial \phi n}{\partial y} = 0$; $\frac{\partial \phi p}{\partial y} = 0$



II.3.3 Troisième module

Ce module permet de résoudre le système d'équations discrètes de poisson et des pseudos niveaux de FERMI.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{div}(\text{grad}(\phi)) = N - P - DOP \dots\dots\dots (\text{II--48}) \\ \text{div}[M_n \cdot (\text{grad}(N) - N \cdot \text{grad}(\phi))] = GR_n \dots\dots\dots (\text{II-49}) \\ \text{div}[M_p \cdot (\text{grad}(P) + P \cdot \text{grad}(\phi))] = -GR_p \dots\dots\dots (\text{II-50}) \end{array} \right.$$

Un problème délicat est la détermination de cette approximation initiale en \emptyset, N, P .

Une solution trop mauvaise peut conduire à une divergence de l'algorithme utilisé après pour résoudre le système d'équations considérées. En effet, trois possibilités existent comme solution de départ, néanmoins seul un est à retenir.

L'utilisation d'un modèle simplifié consiste à considérer le pseudo-niveau de FERMI des porteurs majoritaires d'une région N où P constants est égal à leur valeur prise au contact métallique de la zone correspondante. Les minoritaires quand à eux subissent une variation monotone.

$$\text{Zone de type N} \quad \left\{ \begin{array}{l} \emptyset_n : \text{constante} \dots\dots\dots (\text{II--51}) \\ \nabla^2 \emptyset_p = 0 \end{array} \right.$$

$$\text{Zone de type P} \quad \left\{ \begin{array}{l} \emptyset_p : \text{constante} \dots\dots\dots (\text{II--52}) \\ \nabla^2 \emptyset_n = 0 \end{array} \right.$$

- Avec les conditions aux limites, la résolution peut se faire aisément sur le maillage choisi.
- Les équations que nous avons à résoudre sont de type Elliptique :

$$-\nabla(\mathbf{C}\nabla\emptyset) + \mathbf{a}\emptyset = \mathbf{f}$$

En comparant l'équation à résoudre avec l'équation de notre logiciel PDE.

II.3.3.1 Solution des deux problèmes linéaires

- **Zone de type N :** $\emptyset_n = \text{constante} ; -\nabla(\mathbf{C}\nabla \emptyset_p) + \mathbf{a} \emptyset_p = \mathbf{f}$
 Avec $c=1 ; a=0 ; f=0$ donc $\nabla^2 \emptyset_p = 0$
- **Zone de type P :** $\emptyset_p = \text{constante} ; -\nabla(\mathbf{C}\nabla \emptyset_n) + \mathbf{a} \emptyset_n = \mathbf{f}$
 Avec $c=1 ; a=0 ; f=0$ donc $\nabla^2 \emptyset_n = 0$

II.3.3.2 Calcul du potentiel électrostatique

Le calcul du potentiel électrostatique sera calculé en résolvant l'équation de poisson de forme elliptique

$$-\nabla(\mathbf{C}\nabla\emptyset) + \mathbf{a}\emptyset = \mathbf{f} \text{ avec } \mathbf{c}=1 ; \mathbf{a}=0 ; \mathbf{f}=\mathbf{P}+\mathbf{DOP-N}$$

II.3.4 Résolution

La résolution des deux systèmes linéaires précédents et l'équation de poisson proprement dite sera approchée en chaque point du maillage en adaptant un traitement particulier aux limites du composant, et on se référant à l'algorithme suivant :

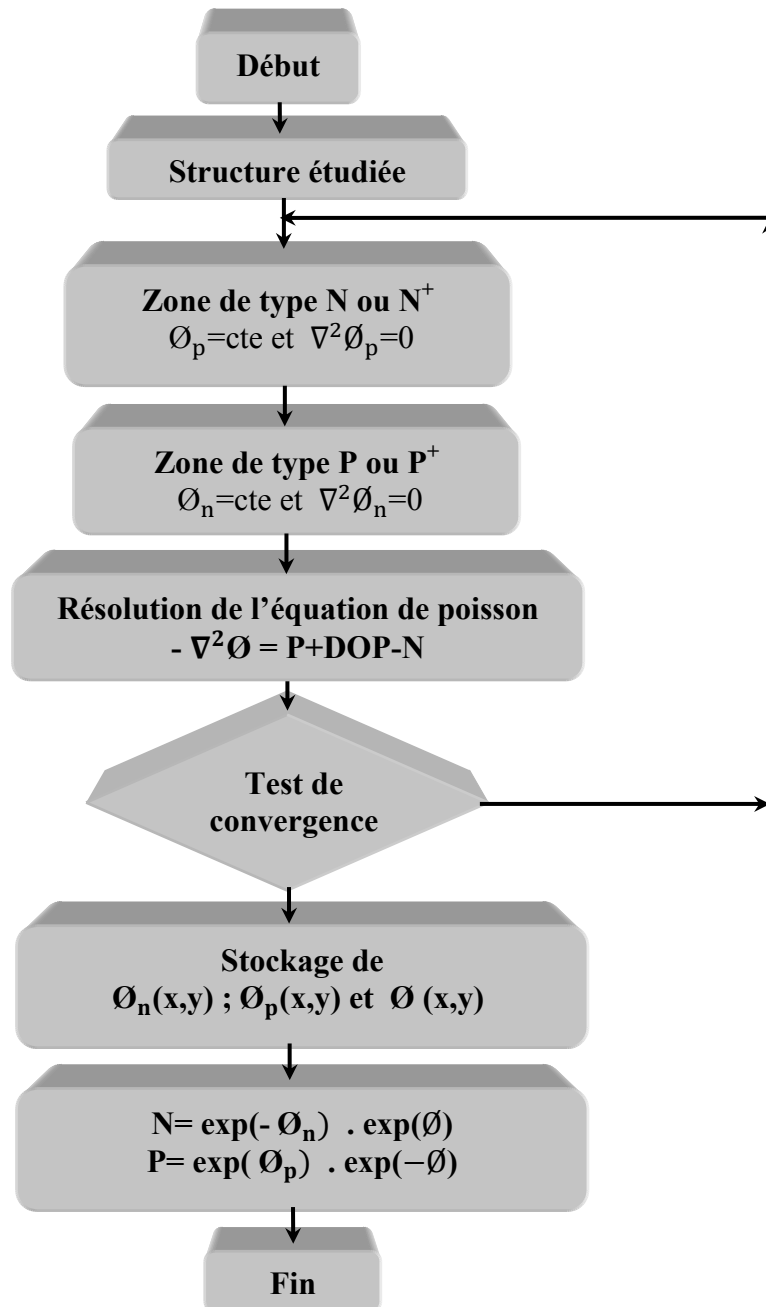


Figure II-26 Organigramme de la résolution du système d'équation au triplet (ϕ, ϕ_n, ϕ_p) par PDE

Remarque : la résolution des pseudo-niveaux de FERMI $(\nabla^2\phi_n=0)$ et $(\nabla^2\phi_p=0)$ est semblable à la résolution de l'équation de poisson.

La résolution d'une équation Elliptique de type poisson $(-\nabla^2\phi = P-N+ DOP)$ par PDE peut être de la manière suivante :

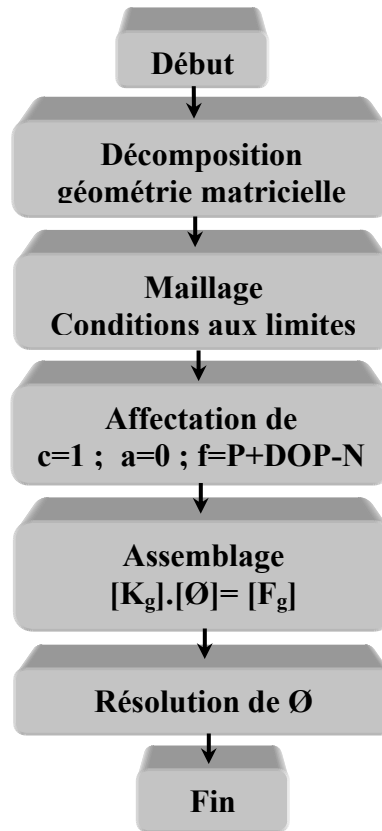


Figure II-27: Organigramme résolvant l'équation de poisson par PDE

Calcul de N(x,y) et P(x,y) : La solution initial nous permet de calculer $\phi(x,y)$, $\phi_n(x,y)$ et $\phi_p(x,y)$, ce qui permet d'aboutir à un calcul préliminaire des densités de porteurs des électrons et des trous N et P selon l'algorithme suivant :

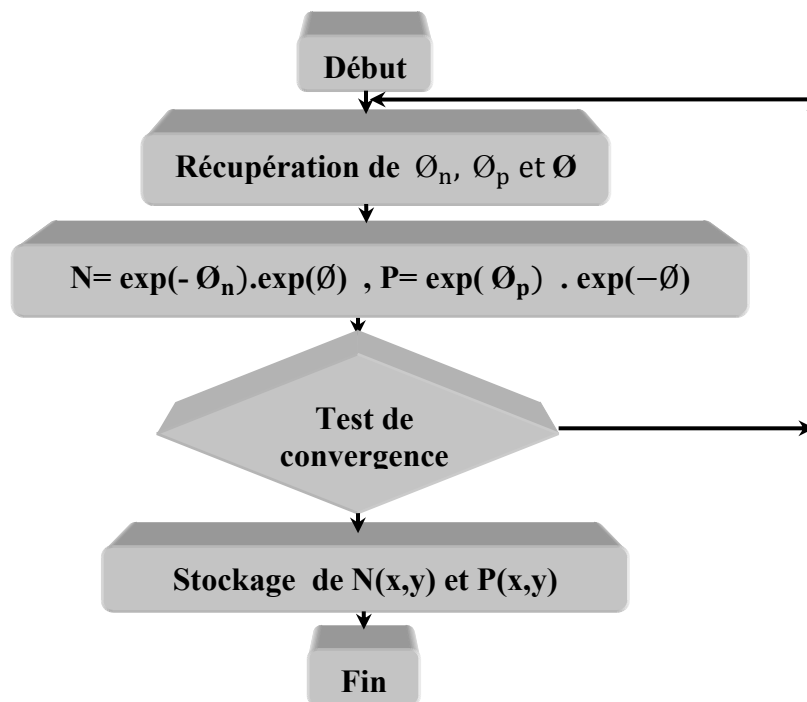


Figure II-28: Organigramme de calcul des densités de porteurs

II.3.5 Quatrième module : Résolution

Nous avons jusqu'à présent décrit les équations fondamentales des semi-conducteurs à l'aide de trois inconnues, c'est le triplet (\emptyset, N, P). Bien que celui-ci soit un choix tout à fait convenable pour résoudre notre système d'équation, il est parfois intéressant de lui assigner d'autre variable afin de simplifier les équations elles-mêmes, dans certains types de simulation.

Pour cela on cite les deux triplets suivants :

II.3.5.1 le triplet ($\emptyset, \emptyset_n, \emptyset_p$)

Le triplet est largement utilisé, il met en jeu les pseudo-niveaux de FERMI qui sont défini par :

$$\left. \begin{aligned} \emptyset_n &= \emptyset - \ln(N) \dots\dots\dots \\ \emptyset_p &= \emptyset + \ln(P) \end{aligned} \right\} \text{(II--53)}$$

Remarque :

Les trois variable sont de même ordre de grandeur, avantage important du point de vue numérique, cependant les équations de continuité deviennent exponentiellement non linéaire vis-à-vis de \emptyset_n et \emptyset_p . Les densités d'électrons et de trous normalisées étant :

$$\left\{ \begin{aligned} N &= \exp(\emptyset) \cdot \exp(-\emptyset_n) \dots\dots\dots \text{(II--54)} \\ P &= \exp(-\emptyset) \cdot \exp(-\emptyset_p) \end{aligned} \right.$$

II.3.5.2 Le triplet ($\emptyset, \psi_n, \psi_p$)

Cette solution permet d'éviter le problème de la non linéarité, au lieu d'utiliser directement les pseudo-niveaux de FERMI on prend leur exponentiels, c'est-à-dire :

$$\left. \begin{aligned} \psi_n &= \exp(-\emptyset_n) \dots\dots\dots \\ \psi_p &= \exp(\emptyset_p) \end{aligned} \right\} \text{(II--55)}$$

Après ce changement de variable, le système d'équations devient linéaire en ψ_n et ψ_p

$$\left\{ \begin{aligned} \text{div}(\text{grad}(\emptyset)) &= \exp(\emptyset) \cdot \psi_n - \exp(-\emptyset) \cdot \psi_p - \text{DOP} \\ \text{div}[M_n(\exp(\emptyset)\text{grad}(\psi_n))] &= \text{GR}_n \dots\dots\dots \text{(II--56)} \\ \text{div}[M_p(\exp(-\emptyset)\text{grad}(\psi_p))] &= -\text{GR}_p \end{aligned} \right.$$

Il à noter que dans la résolution du système d'équation, nous avons utilisé ce triplet afin de simplifier les notations et pouvoir injecter les équations à résoudre dans le logiciel PDE. Sachant que le type d'équation à résoudre est elliptique sous la forme :

$$-\nabla(C\nabla\emptyset) + a\emptyset = f \dots\dots\dots (\text{II--57})$$

II.3.5.2.1 Calcul du potentiel électrostatique

$$-\nabla(C\nabla\emptyset) + a\emptyset = f ; c=1 ; a=0 ; f = \exp(-\emptyset) \cdot \psi_p - \exp(\emptyset) \cdot \psi_n + \text{DOP}$$

II.3.5.2.2 Calcul des densités de porteurs

$$-\nabla(C\nabla\psi_n) + a\psi_n = f ; c = M_n \cdot \exp(\emptyset) ; a=0 ; f = -GR_n \dots\dots\dots (\text{II--58})$$

$$-\nabla(C\nabla\psi_p) + a\psi_p = f ; c = M_p \cdot \exp(-\emptyset) ; a=0 ; f = GR_p \dots\dots\dots (\text{II--59})$$

La solution des deux systèmes linéaires précédents et l'équation de Poisson proprement dite sera approché en chaque point du maillage en adaptant un traitement particulier aux limites du composant, et en se référant à l'organigramme suivant :

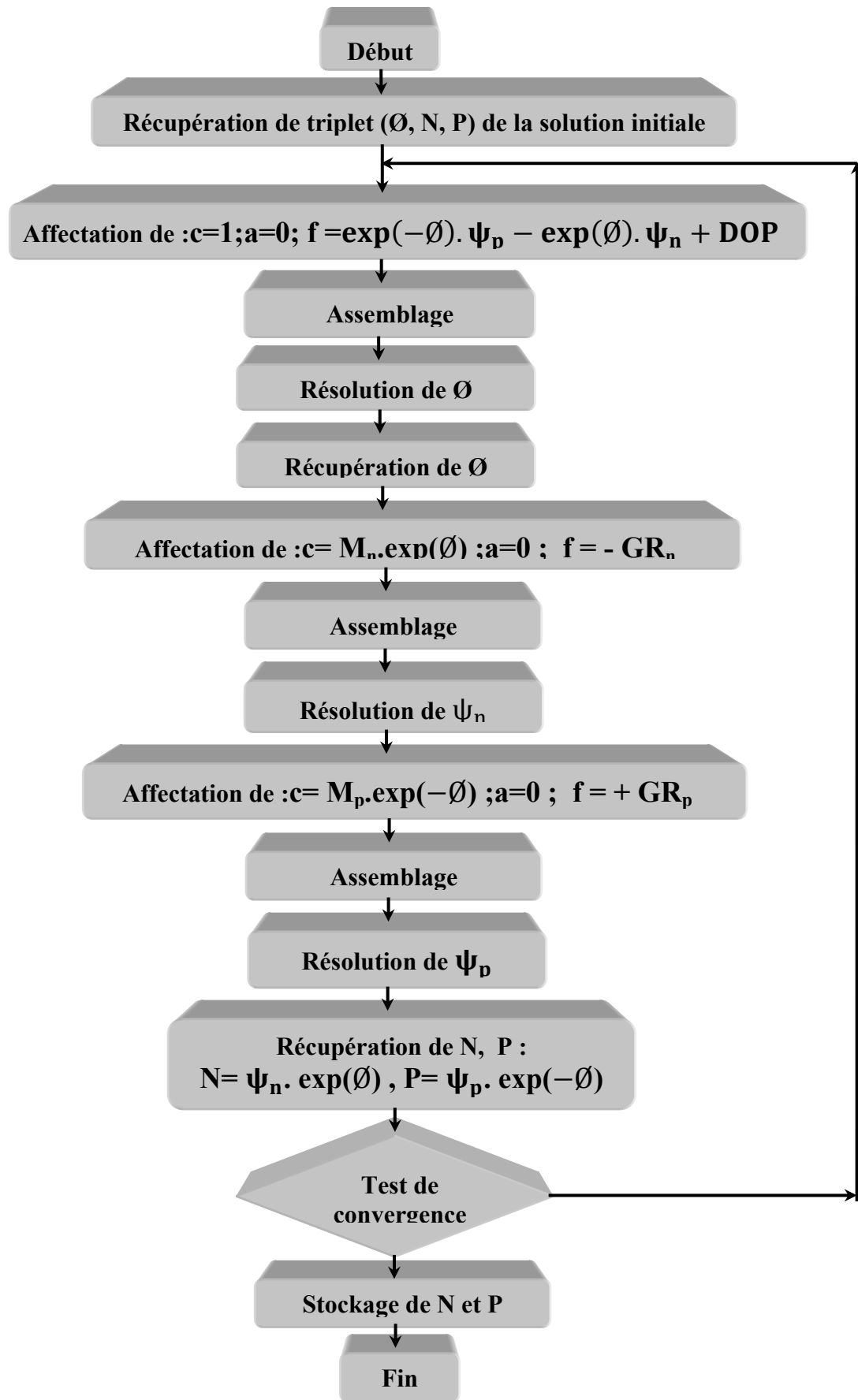


Figure II-29: Organigramme de résolution du système d'équation aux triplet $(\varnothing, \psi_n, \psi_p)$ par PDE

II. 4. Conclusion

Le but tout le long de ce chapitre était la résolution numérique bidimensionnelle des équations fondamentales qui régissent les phénomènes de transport des composants semi-conducteurs à l'aide du logiciel de simulation PDE

Nous nous sommes intéressés au développement d'un modèle numérique permettant la résolution des équations de transport dans les dispositifs semi-conducteurs. Nous avons développé la méthode des éléments finis qui s'adapte pour les géométries complexes, et qui présente une grande précision de calcul.

Nous avons jugé favorable de consacrer de façon explicite la philosophie des différents modules de résolution qui se partagent la tâche de la résolution numérique. Afin de représenter le potentiel, les densités de porteurs N et P sous une forme pratique, efficace et rapide.

The title is framed by a decorative border consisting of two vertical blue bars on the left and two horizontal blue bars, one above and one below the text.

Chapitre III :
*Validation du logiciel
développé*

Introduction

Nous présentons dans ce chapitre les principaux résultats obtenus par le logiciel que nous avons développé. Notons que celui-ci utilise le logiciel PDETOOL de MATLAB qui est utilitaire de calcul utilisant la méthode des éléments finis, il permet d'accéder à des grandeurs intermédiaires de calcul telles que les numéros des nœuds. Les différents milieux ou sous-domaines utilisés dans la structure étudiée.

En raison de la multiplicité de différentes structures qui gèrent le comportement électrique des semi-conducteurs, nous nous sommes intéressés en premier lieu au transistor assez classique en l'occurrence du transistor bipolaire, puis à un transistor BICMOS, ensuite à un transistor MOSFET et enfin à un transistor JFET. Nous développons le maillage ainsi que le dopage dans chaque structure et nous développons les calculs proprement dits.

Les propos de ce chapitre sont d'avantage destinés à montrer l'intérêt de la méthode, en utilisant les possibilités offertes par la méthode des éléments finis dans le cas de différentes structures.

III-1 Propriétés électrique du TRANSISTOR bipolaire

III.1.1 Evolution du potentiel électrostatique

Nous observons sur la **Figure (III-1)** que le potentiel dans la base augmente progressivement avec le niveau de polarisation, alors qu'il reste presque constant dans l'émetteur. Ceci va engendrer une diminution dans la barrière de potentiel entre l'émetteur et la base.

De même, la barrière de potentiel diminue entre le collecteur et la base, vu que le potentiel augmente coté base, mais cette diminution reste négligeable devant la diminution de la barrière de potentiel coté émetteur base.

III.1.2 Evolution des pseudo-potential de FERMI ϕ_n et ϕ_p

Les **Figures (III-2, III-3)** représentent concrètement la variation des pseudo-niveaux de FERMI. Pour les pseudos potentiels d'électrons on remarque une variation constante dans les régions N (émetteur collecteur et épitaxie) égale à la valeur prise aux contacts métalliques. Par contre dans la base la variation est monotone.

Pour les pseudo-potential des trous on remarque une variation constante le long de la base en revanche dans les régions N (émetteur collecteur et épitaxie) la variation est monotone.

III.1.3 Distribution des lignes de champ

La **Figure (III-4)** représente l'évolution des lignes de champ sur le transistor étudié, les distributions suivant les conditions de limites imposées : Si on se situe à une frontière de type Dirichlet, les lignes de champ sont horizontales par rapport à celle-ci. Par contre, si on se situe sur une frontière de type Newman les lignes de champ sont perpendiculaires à celle-ci, car la dérivée du potentiel par rapport à la normale est considérée comme nulle.

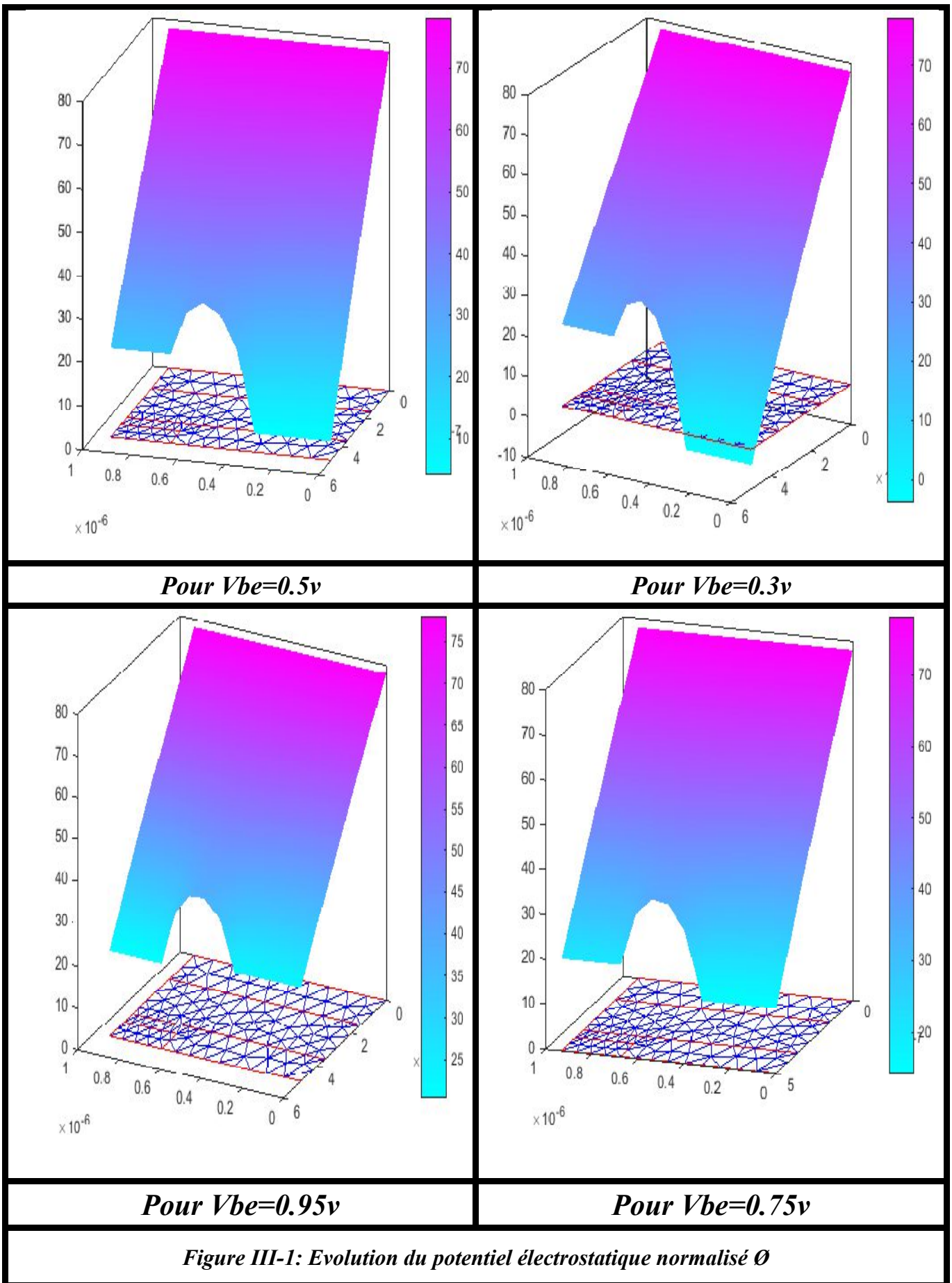
III.1.4 Evolution des concentrations des porteurs électrons (N) et de trous (P)

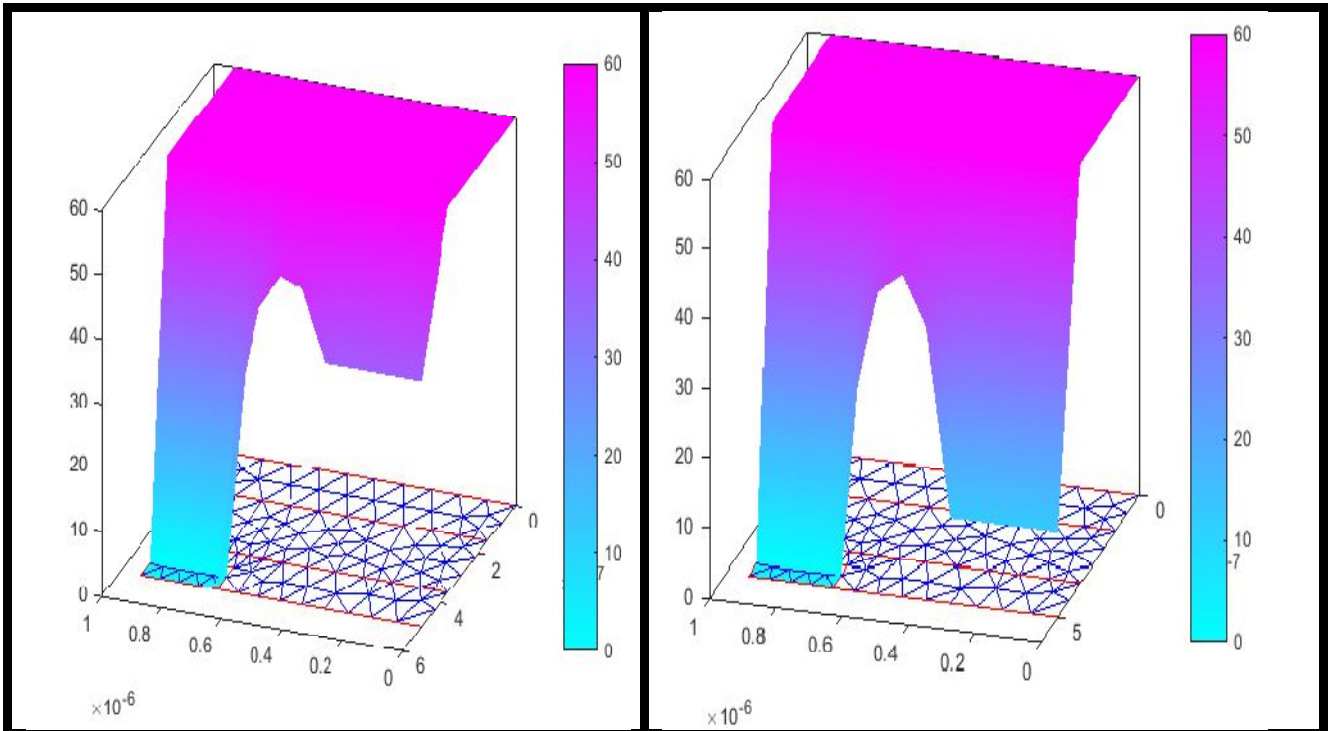
III.1.4.1 Evolution de concentration des électrons

La **Figure (III-6)** représente les densités des électrons en faible et fortes polarisation. Nous remarquons un remplissage progressif de la base par les électrons tant sous l'émetteur qu'à l'interface épitaxie base.

III.1.4.2 Evolution de concentration des trous

La **Figure (III-5)** montre l'influence du niveau de polarisation remarquée sur la densité des trous. Les figures illustrent l'injection croissante des trous dans l'émetteur et l'épitaxie.

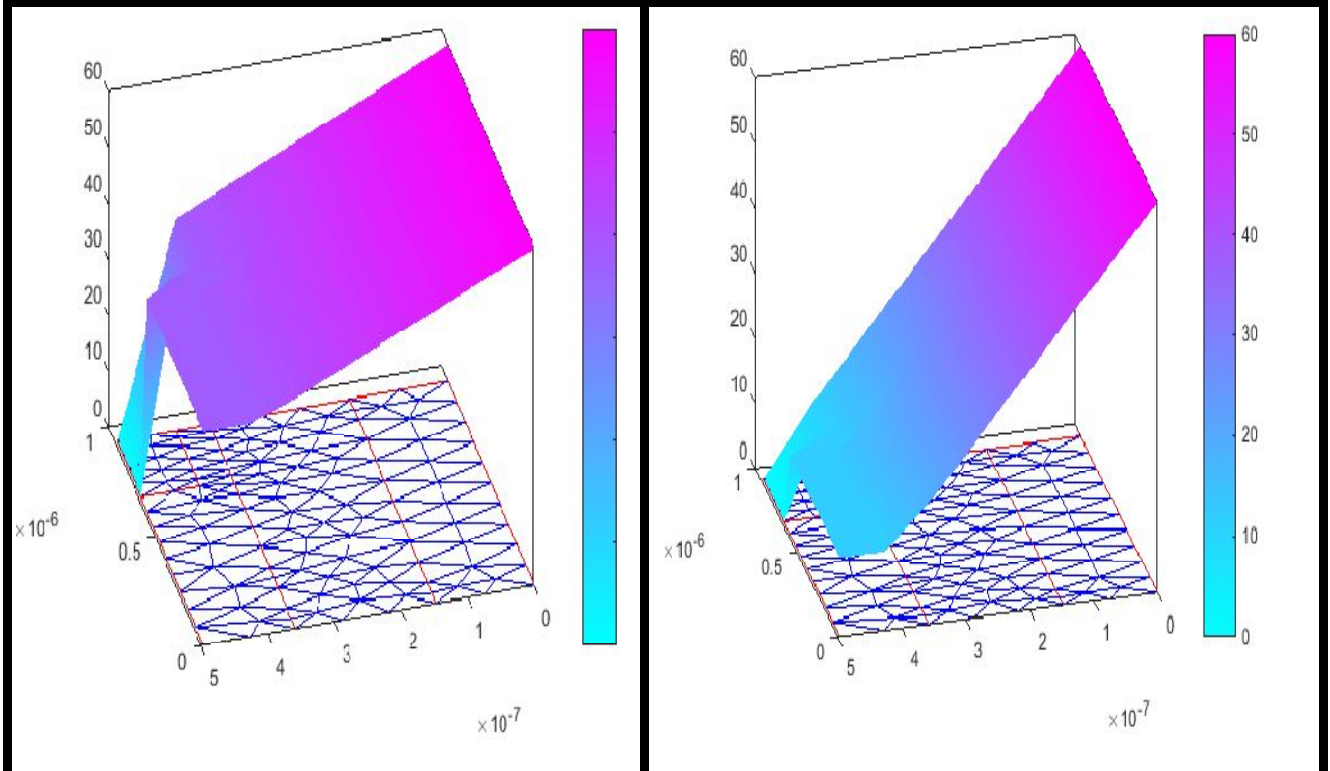




Pour forte injection $V_{be}=0.95v$

Pour faible injection $V_{be}=0.3v$

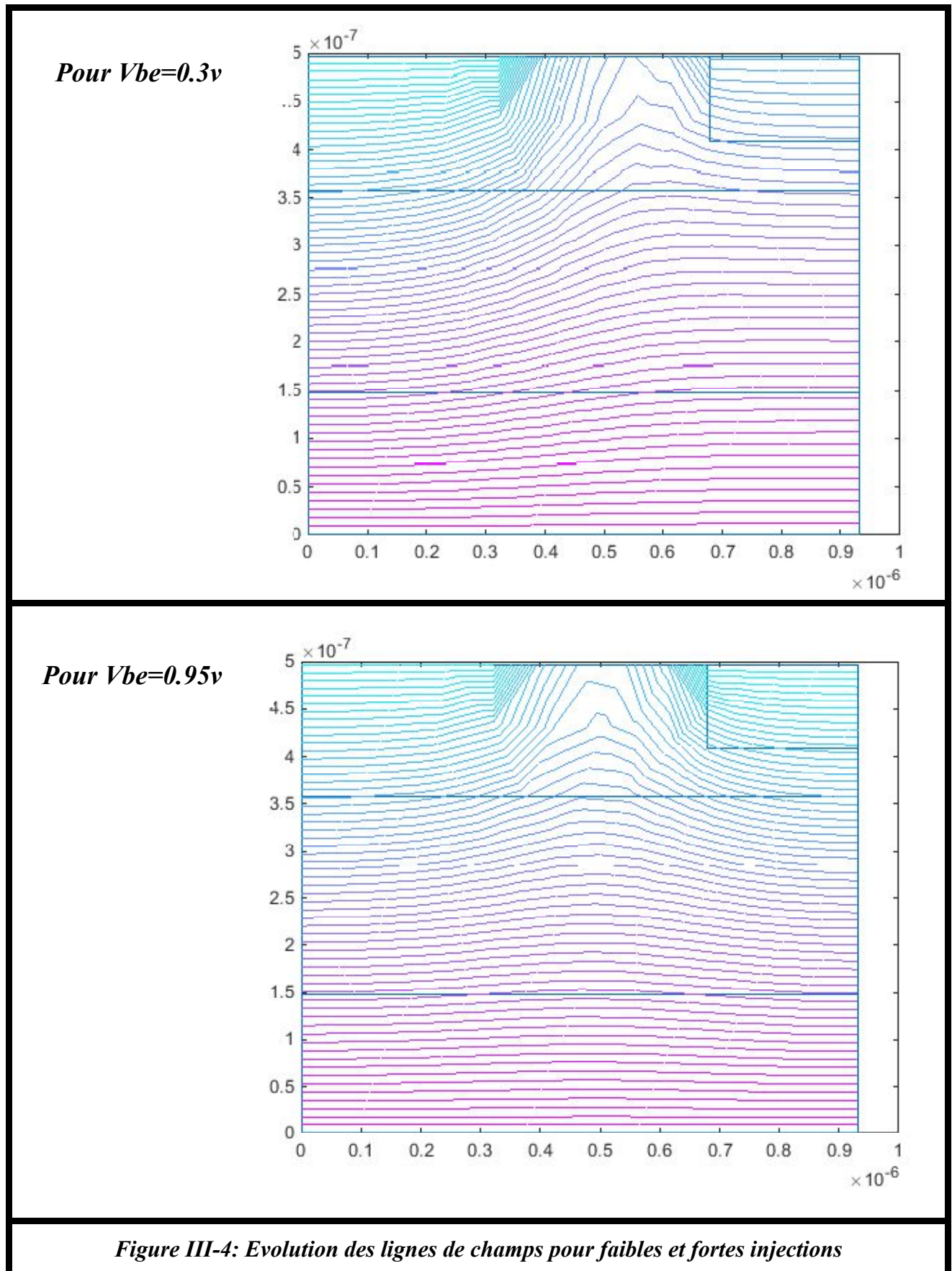
Figure III-2: Evolution du pseudo potentiel de fermi des électrons Φ_n pour faibles et fortes injections

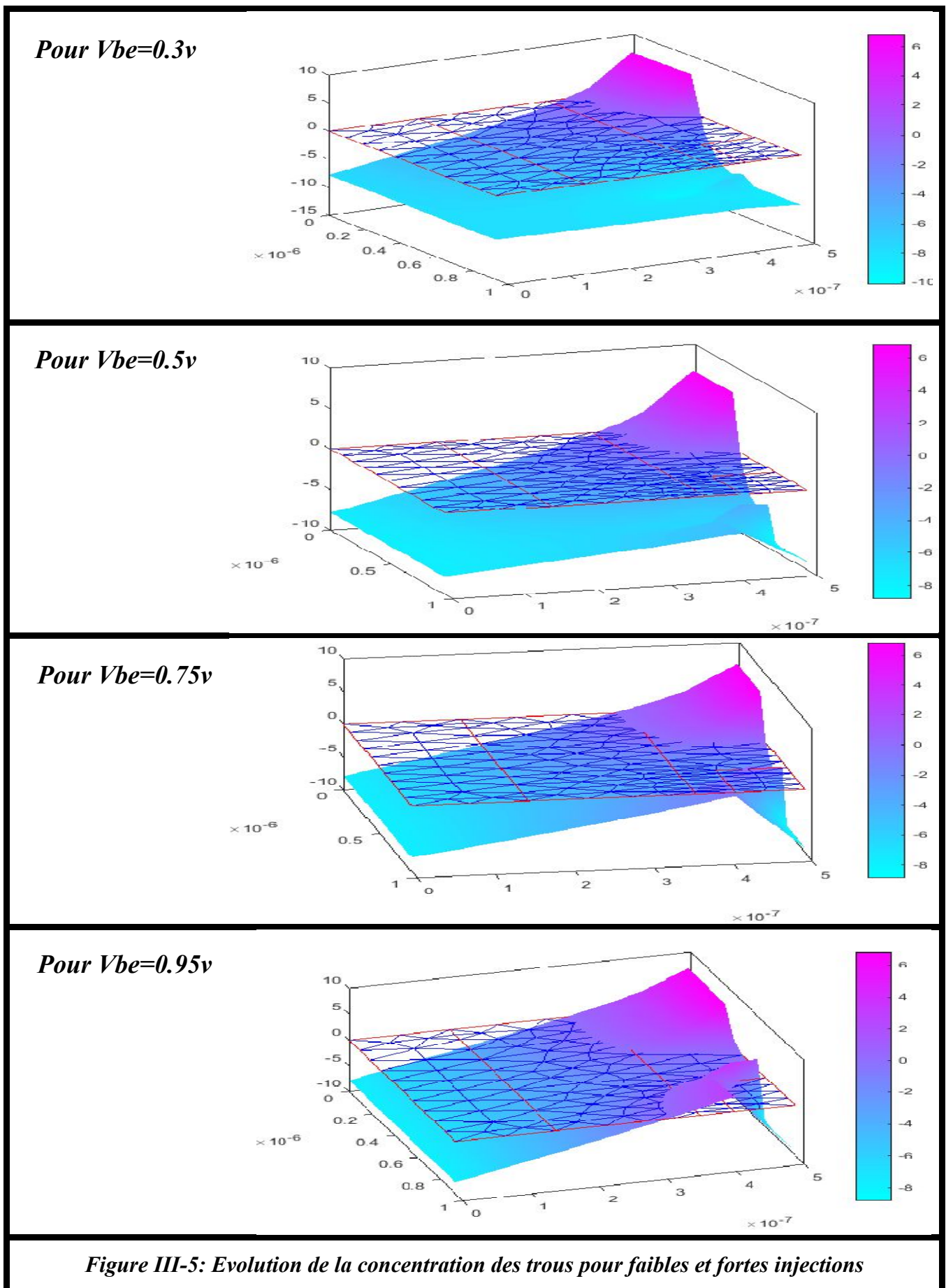


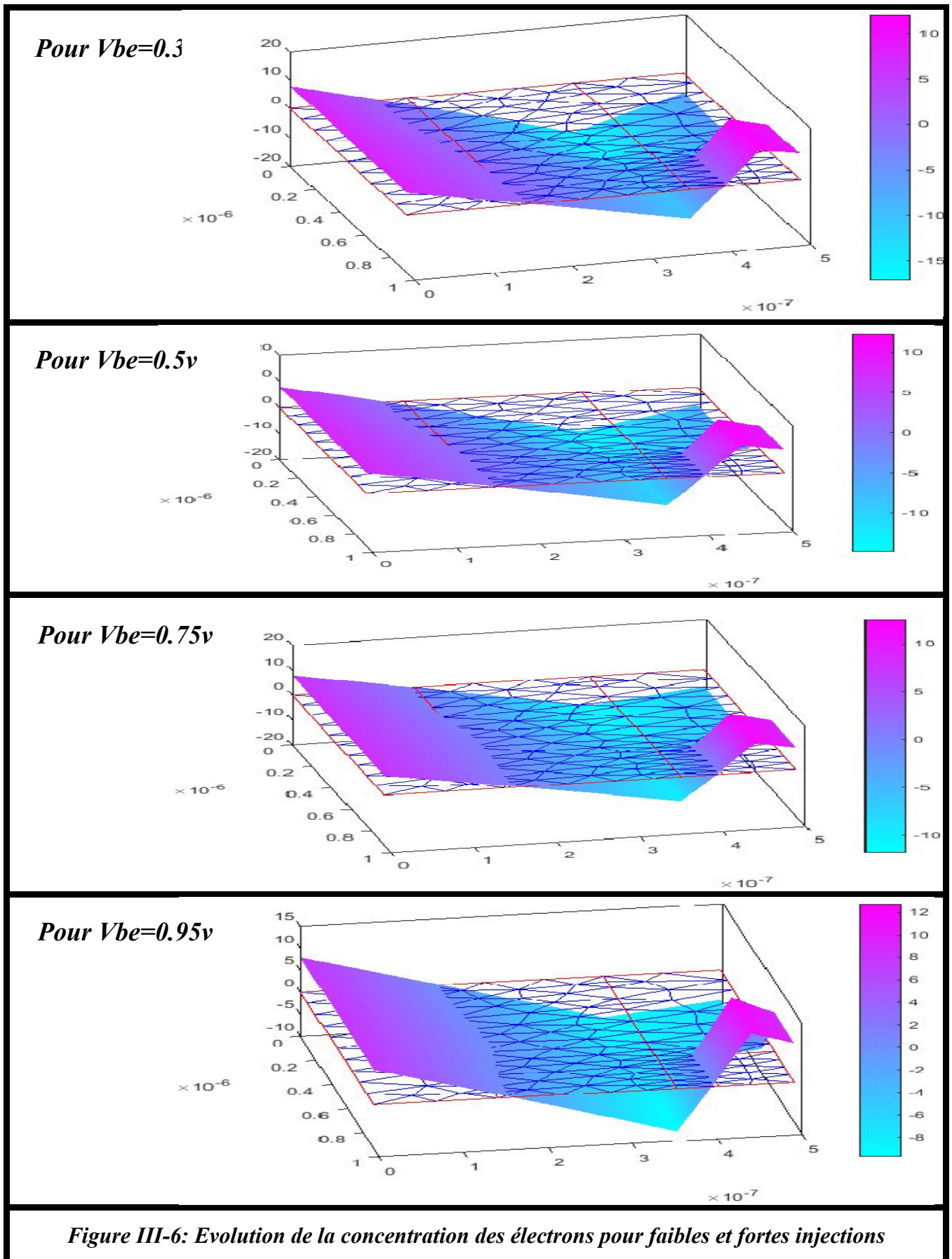
Pour $V_{be}=0.95v$

Pour $V_{be}=0.3v$

Figure III-3: Evolution du pseudo potentiel de fermi des trous Φ_p pour faibles et fortes injections







III.2 Propriétés électrique du TRANSISTOR BICMOS

III.2.1 Evolution du potentiel électrostatique

La **Figure (III-7)** représente l'évolution en (3D) du potentiel électrostatique normalisé (ϕ) en fonction de la polarisation de la base allant de (0.3 à 0.95 v)

- A faible niveau d'injections (pour $V_{be}=0.3v$ et $V_{be}=0.5 v$) nous discernons la barrière du potentiel.
- Pour fortes injections (pour $V_{be}=0.7v$ et $V_{be}=0.95 v$) la barrière du potentiel diminue sensiblement.

III.2.2 Distribution des lignes de champ

La **Figure (III-10)** représente clairement les lignes de champs dans la jonction sur la structure étudiée, suivant les conditions aux limites considérées allant de (0.3 à 0.95 v)

- Si on situe à une frontière de type Dirichlet, les lignes de champ sont horizontales par rapport à celle-ci.
- Par contre, si on se situe sur une frontière de type Newman les lignes de champ sont perpendiculaires à celle-ci.

III.2.3 Evolution des pseudo-potentiels de FERMI ϕ_n et ϕ_p

Les **Figures (III-8, III-9)** représentent respectivement l'évolution des pseudo-potentiels de FERMI des électrons et des trous.

On remarque une variation constante dans les régions N (émetteur collecteur et épitaxie) égale à la valeur prise aux contacts métalliques. Par contre dans la base intrinsèque et les deux bases extrinsèques la variation est monotone.

Pour les pseudo-potentiels des trous on remarque une variation constante le long de la base intrinsèque et des deux bases extrinsèques, en revanche dans les régions N (émetteur collecteur et épitaxie) la variation est monotone.

III.2.4 Evolution des concentrations des porteurs électrons (N) et de trous (P)

La **Figure (III-12)** représente l'évolution des densités de porteurs (N) en (3D) pour une polarisation de base allant de (0.3 à 0.95v)

- Ainsi nous pouvons observer le remplissage progressif de la base par les électrons avec le niveau d injection.
- Une influence remarquable sur la densité de trous ou leur injection croissante dans l'émetteur est illustré sur la **Figure (III-11)**.

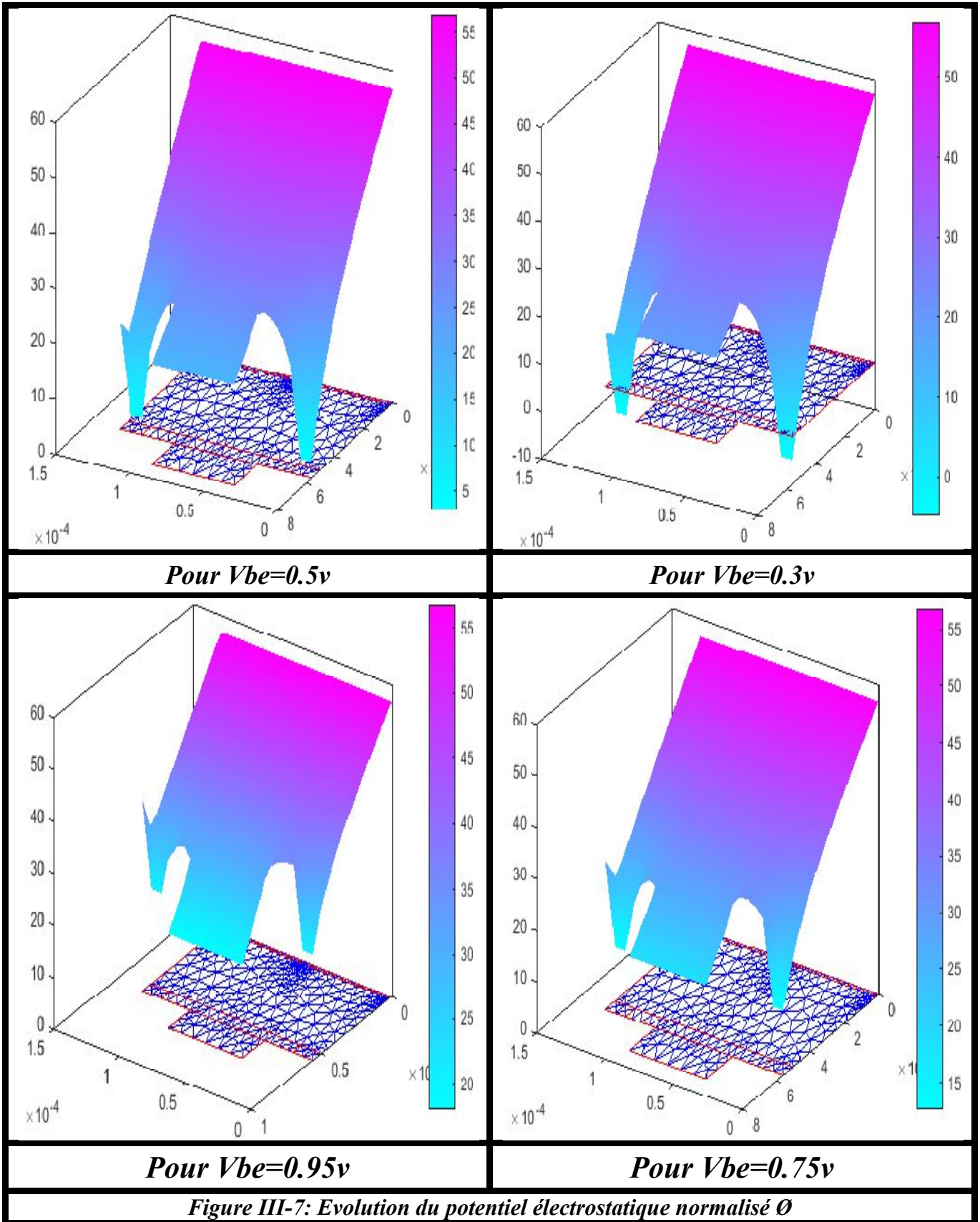
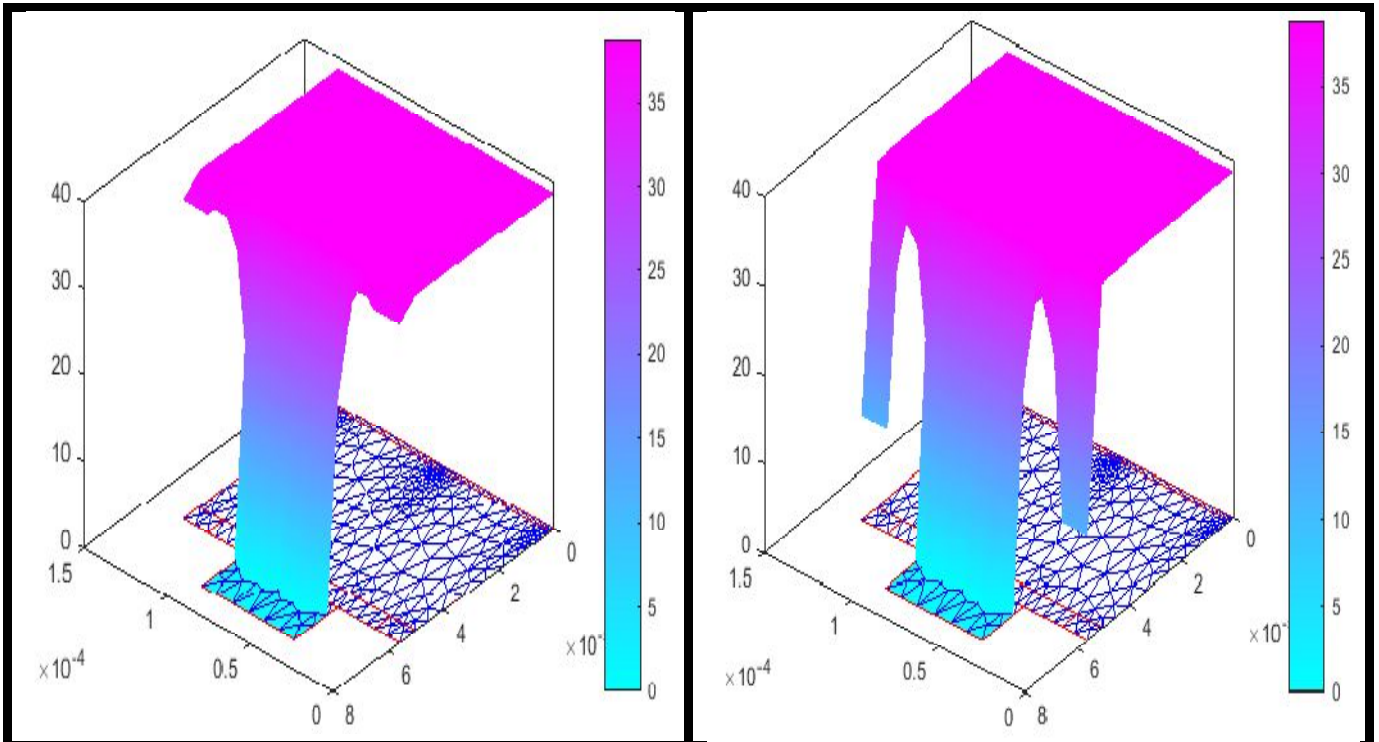


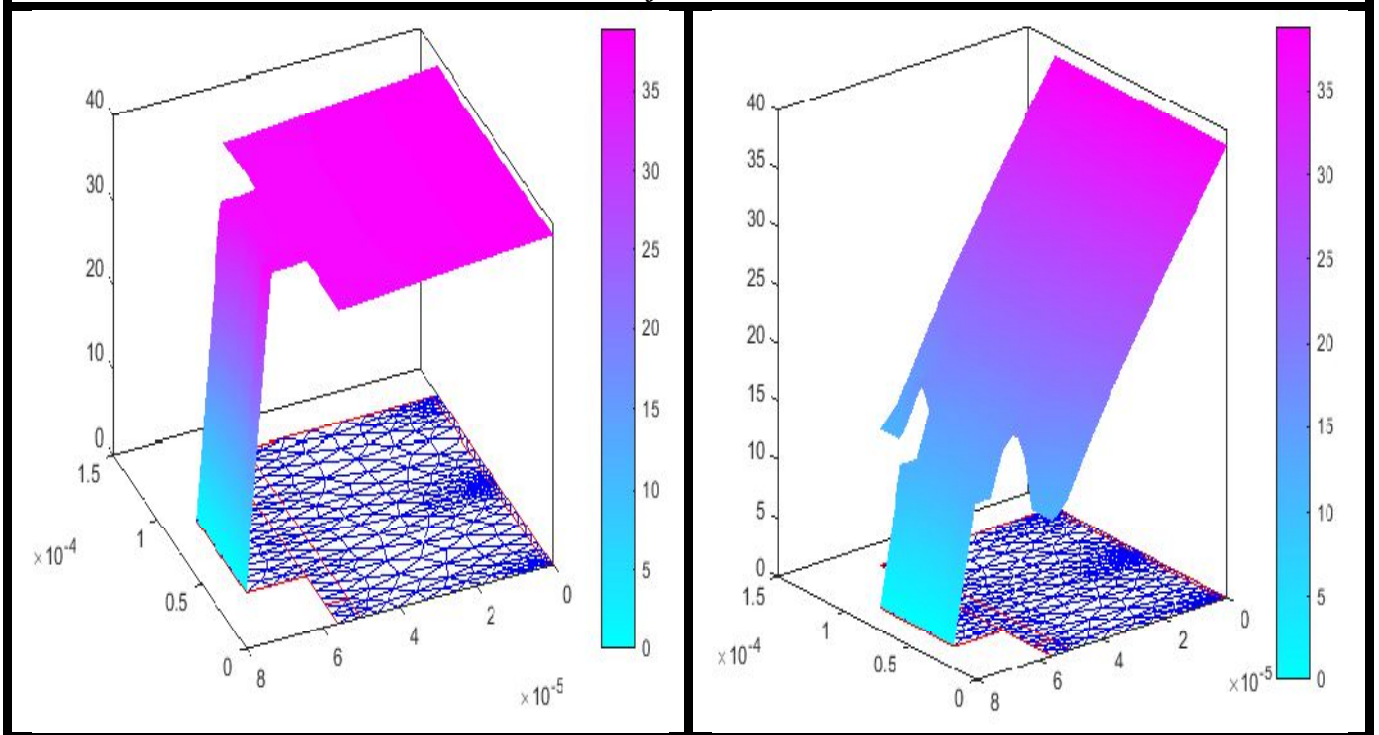
Figure III-7: Evolution du potentiel électrostatique normalisé Φ



Pour forte injection $V_{be}=0.95v$

Pour faible injection $V_{be}=0.3v$

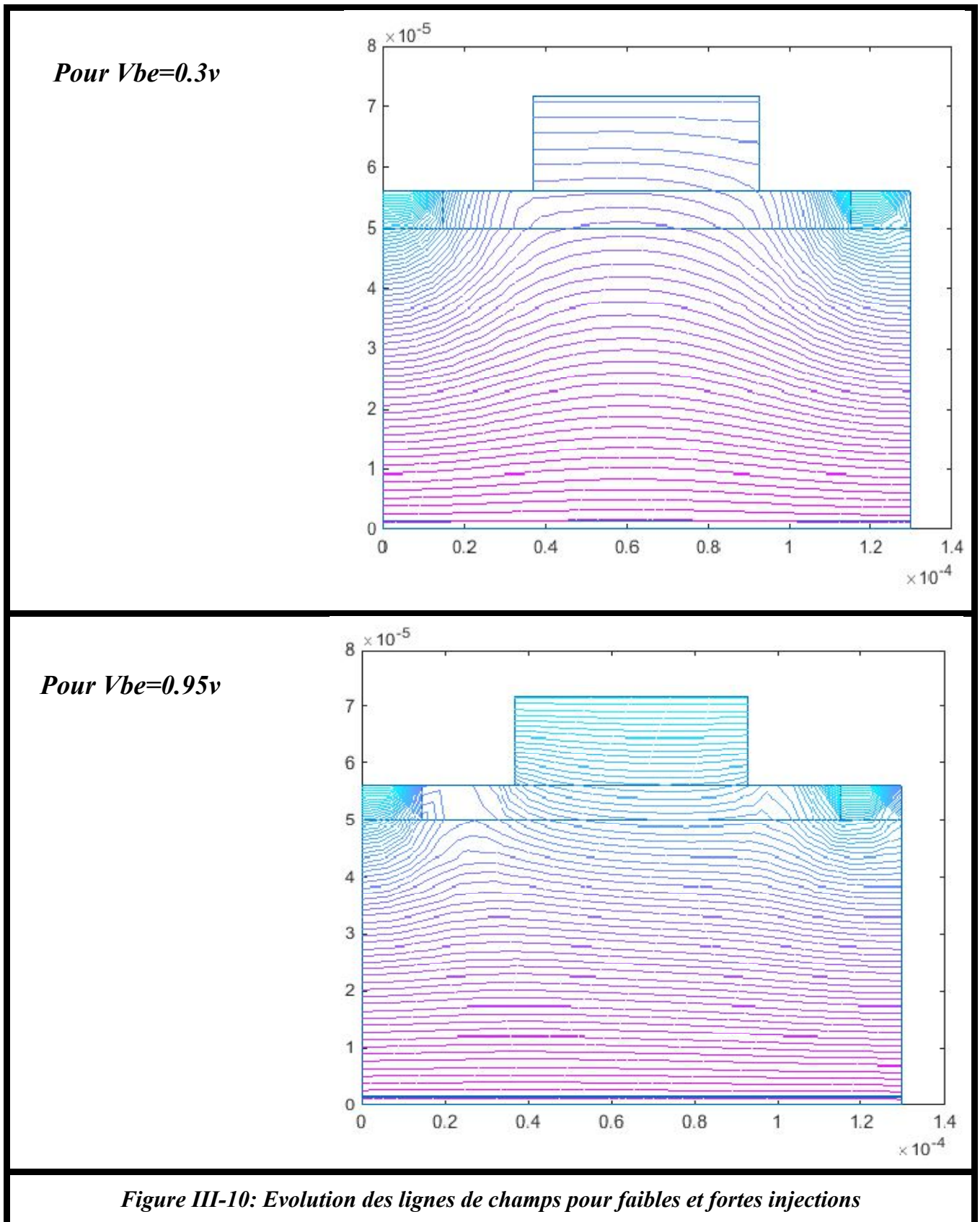
Figure III-8: Evolution du pseudo potentiel de fermi des électrons ϕ_n pour faibles et fortes injections

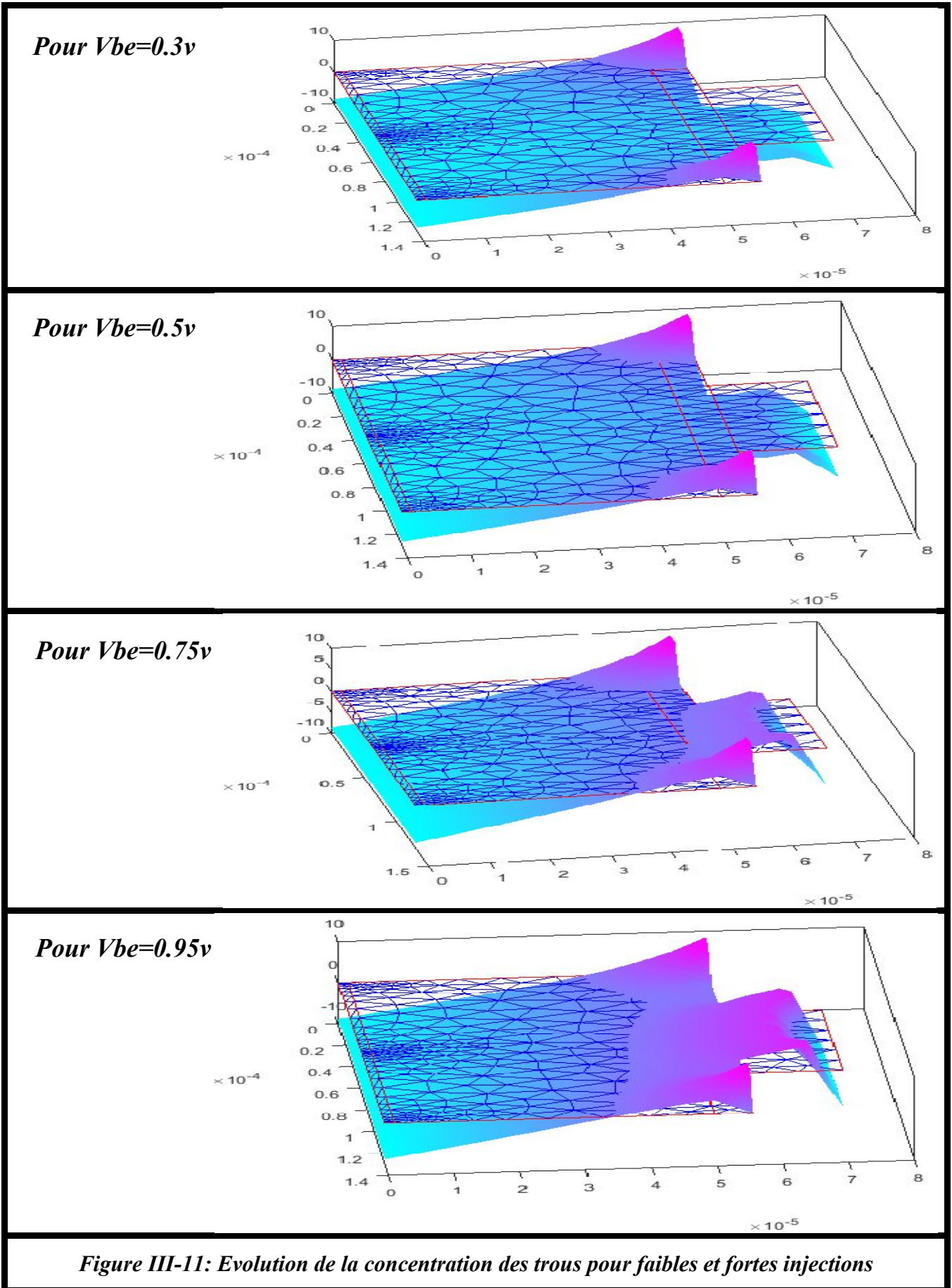


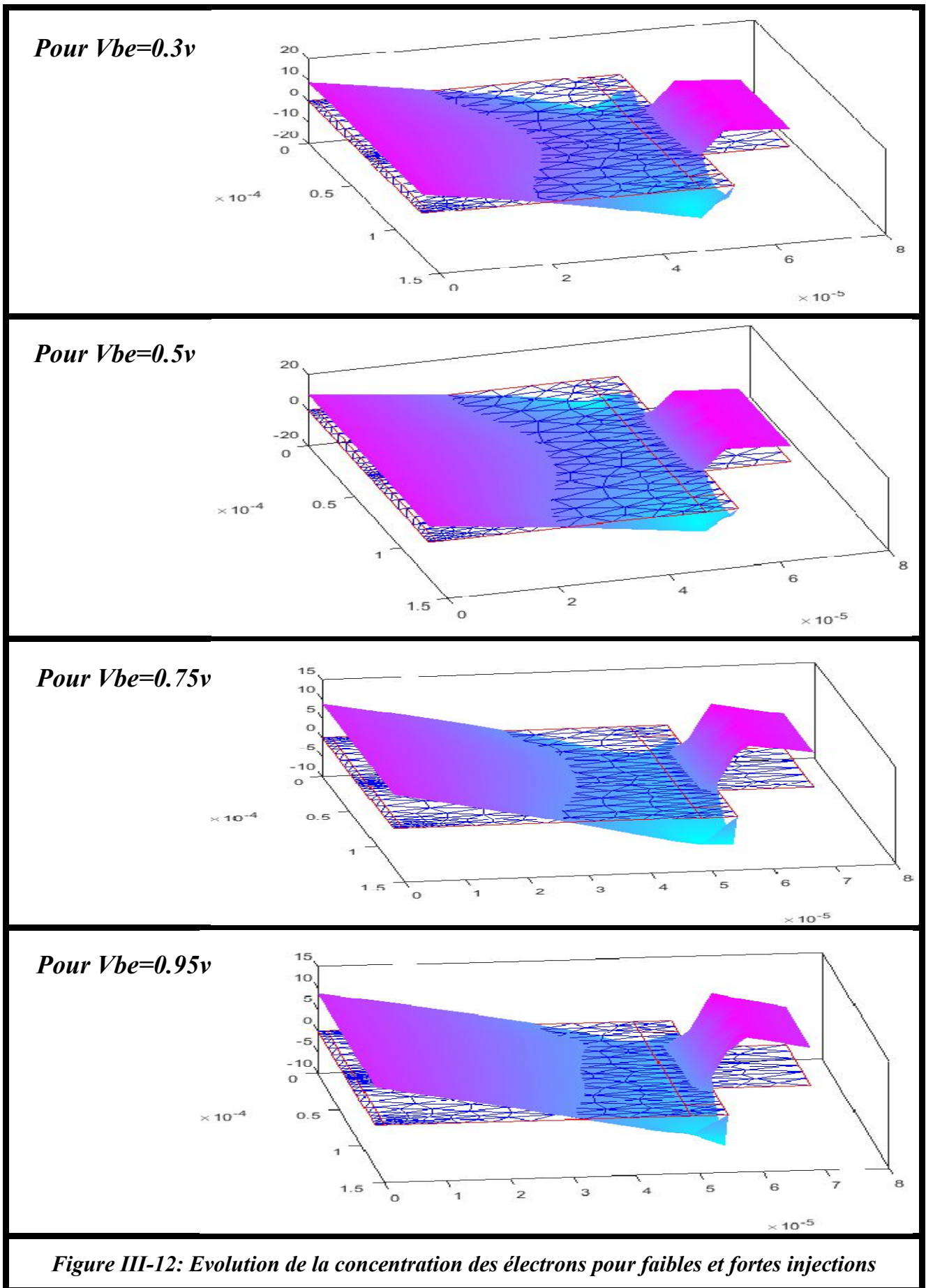
Pour $V_{be}=0.95v$

Pour $V_{be}=0.3v$

Figure III-9: Evolution du pseudo potentiel de fermi des trous ϕ_p pour faibles et fortes injections







III.3 Propriétés électrique du Transistor MOS à effet de champ

Dans cette partie d'étude concernant le transistor n-MOSFET, on va montrer l'influence des polarisations de la grille et du drain sur les évolutions des grandeurs physiques (potentiel électrostatique, pseudo-potential de FERMI, concentrations des porteurs électrons (N) et de trous (P)) des dispositifs MOS.

Dans ce cas nous allons considérer une tension de drain variable allant de 0.5V jusqu' a 10V, et une tension de grille constante de 1.5V, alors que la source et le substrat sont reliées à la masse.

III.3.1 Evolution du potentiel électrostatique

La **Figure III-13** représente l'évolution en (3D) du potentiel électrostatique normalisé(ϕ) en fonction de la polarisation du drain allant de (0.5 à 10 v).

Nous observons que le potentiel dans le drain augmente progressivement avec le niveau de polarisation, alors qu'il reste presque constant dans la grille et dans la source. Ceci va engendrer une diminution dans la barrière de potentiel entre la grille et le drain.

On distingue la zone de substrat en équilibre où le potentiel est constant, et la formation de deux barrières de potentiel entre les régions de types opposé. La première caractérisée par une hauteur très prononcée se situe du côté drain-substrat, cette barrière est augmentée par la polarisation V_d appliquée, alors que la seconde moins élevée et située du côté source - substrat.

III.3.2 Evolution des pseudo-potential de FERMI ϕ_n et ϕ_p

Les **Figures (III-14, III-15)** représentent respectivement la variation pseudo potentiel de fermi des électrons et pseudo potentiel de fermi des trous.

- Pour les pseudos potentiels d'électrons on remarque une variation constante dans les régions N (source, drain) égale à la valeur prise aux contacts métalliques, par contre dans les régions P, P1, P2 la variation est monotone.
- Pour les pseudo-potentiels des trous on remarque une variation constante le long de (P, P1, P2), par contre dans les régions N (source, drain) la variation est monotone.

III.3.3 Evolution des concentrations des porteurs électrons (N) et de trous (P)

III.3.3.1 Evolution de concentration des électrons

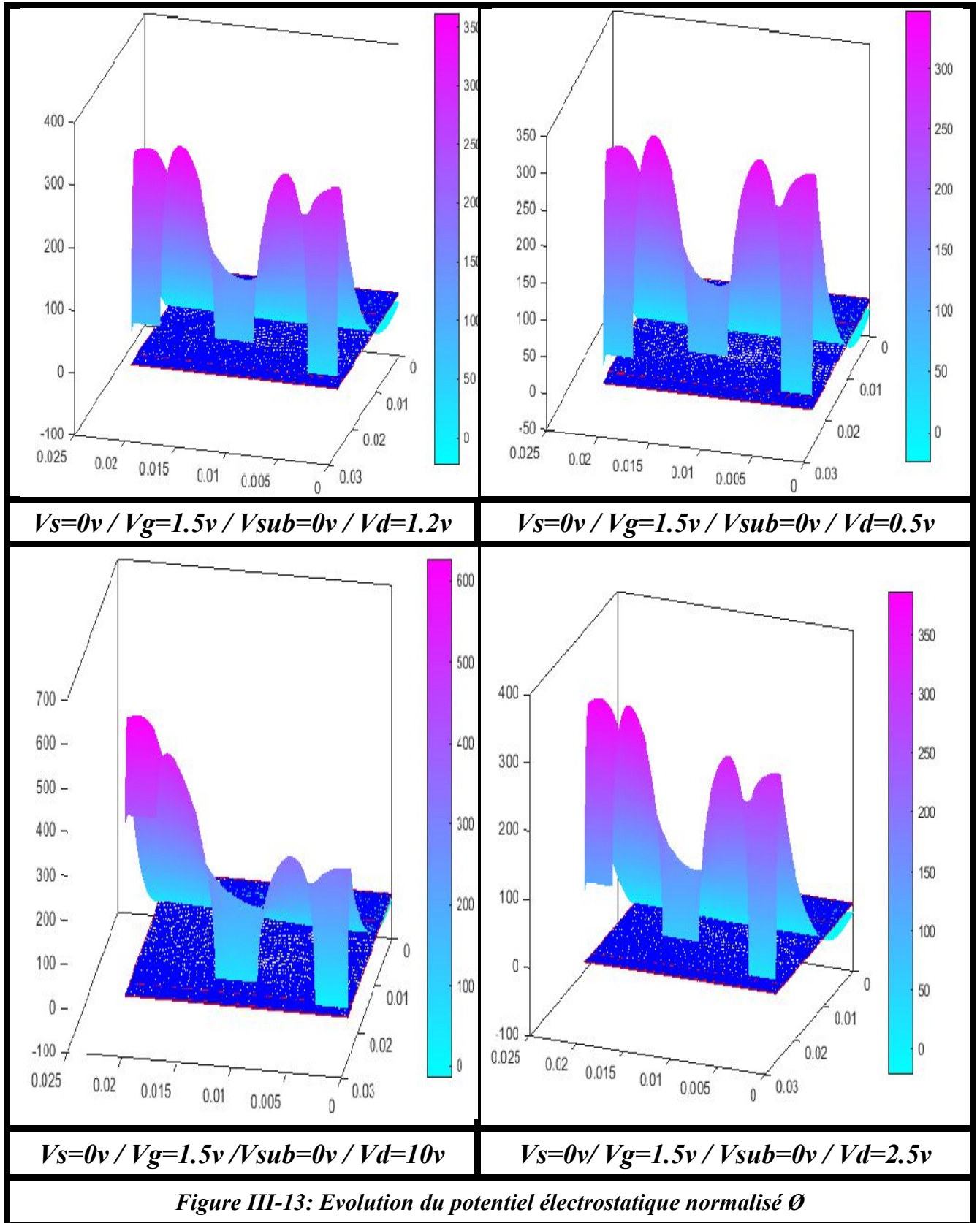
La **Figure (III-16)** représente la variation de la densité des électrons pour de différentes valeurs de tension de polarisation de drain.

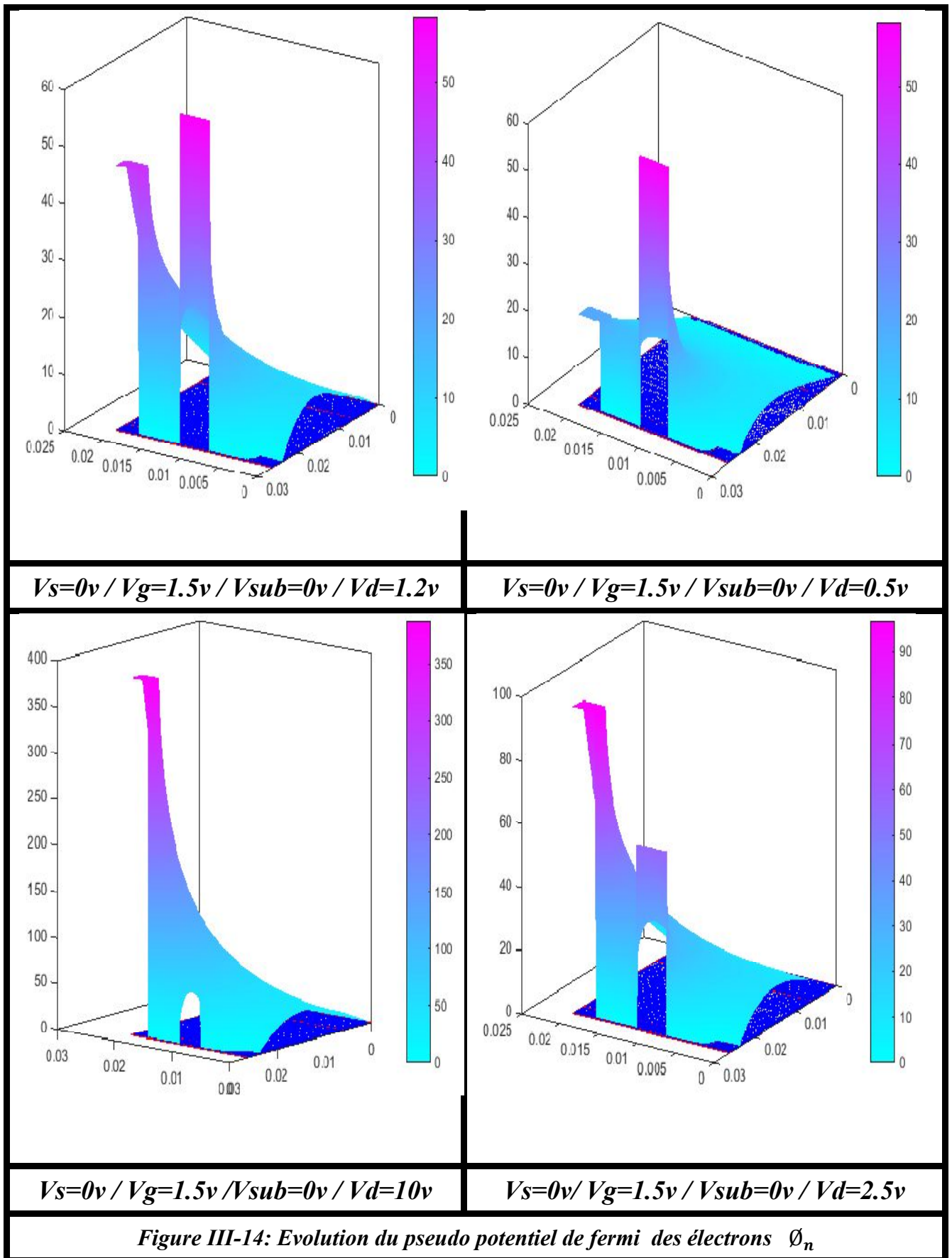
Nous remarquons un remplissage progressif important de la zone LDD1 et la région P1 côté drain par les électrons.

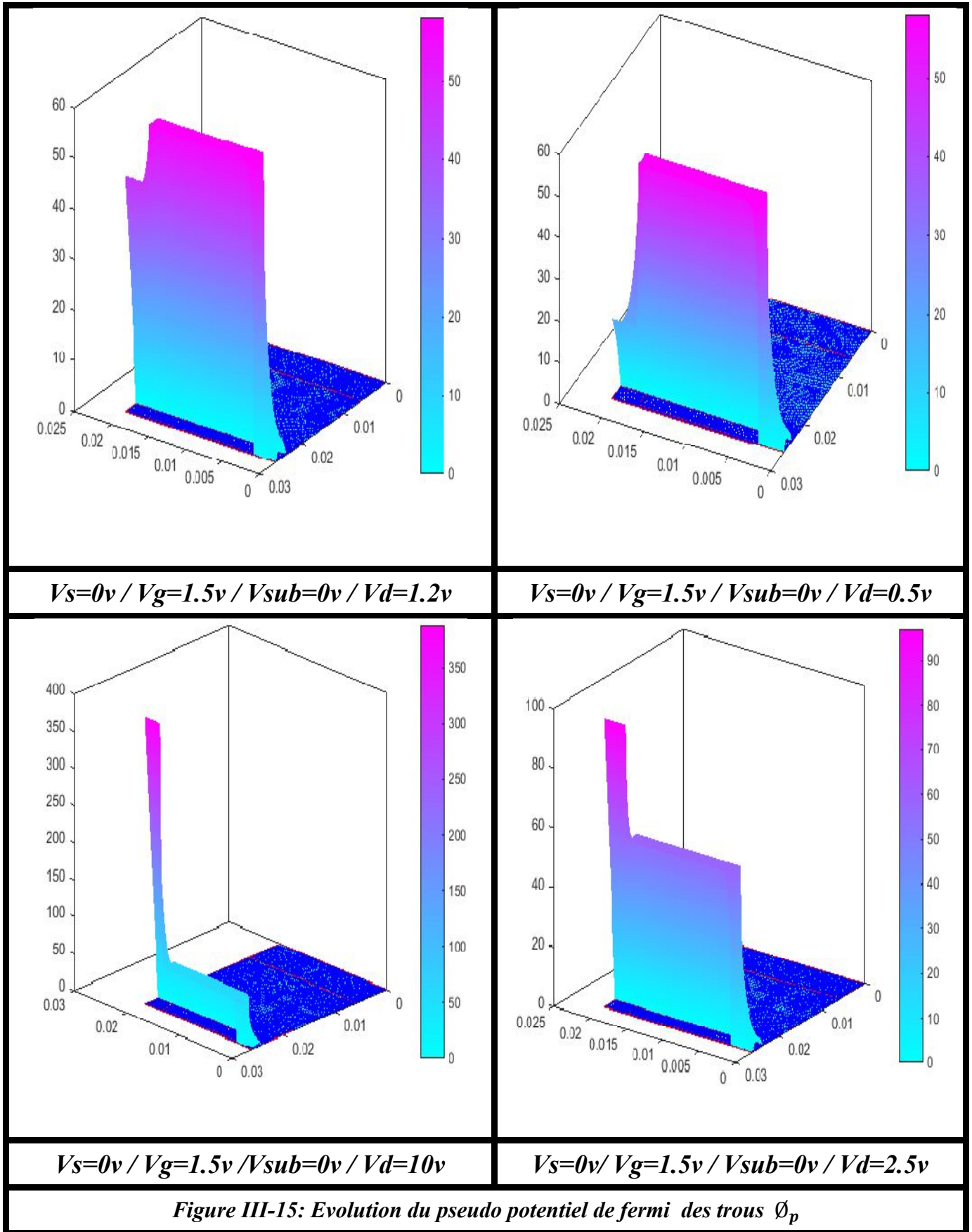
Par l'intermédiaire du canal, nous remarquons un remplissage léger de la zone LDD2 et la région P2 côté source ainsi que la source par les électrons.

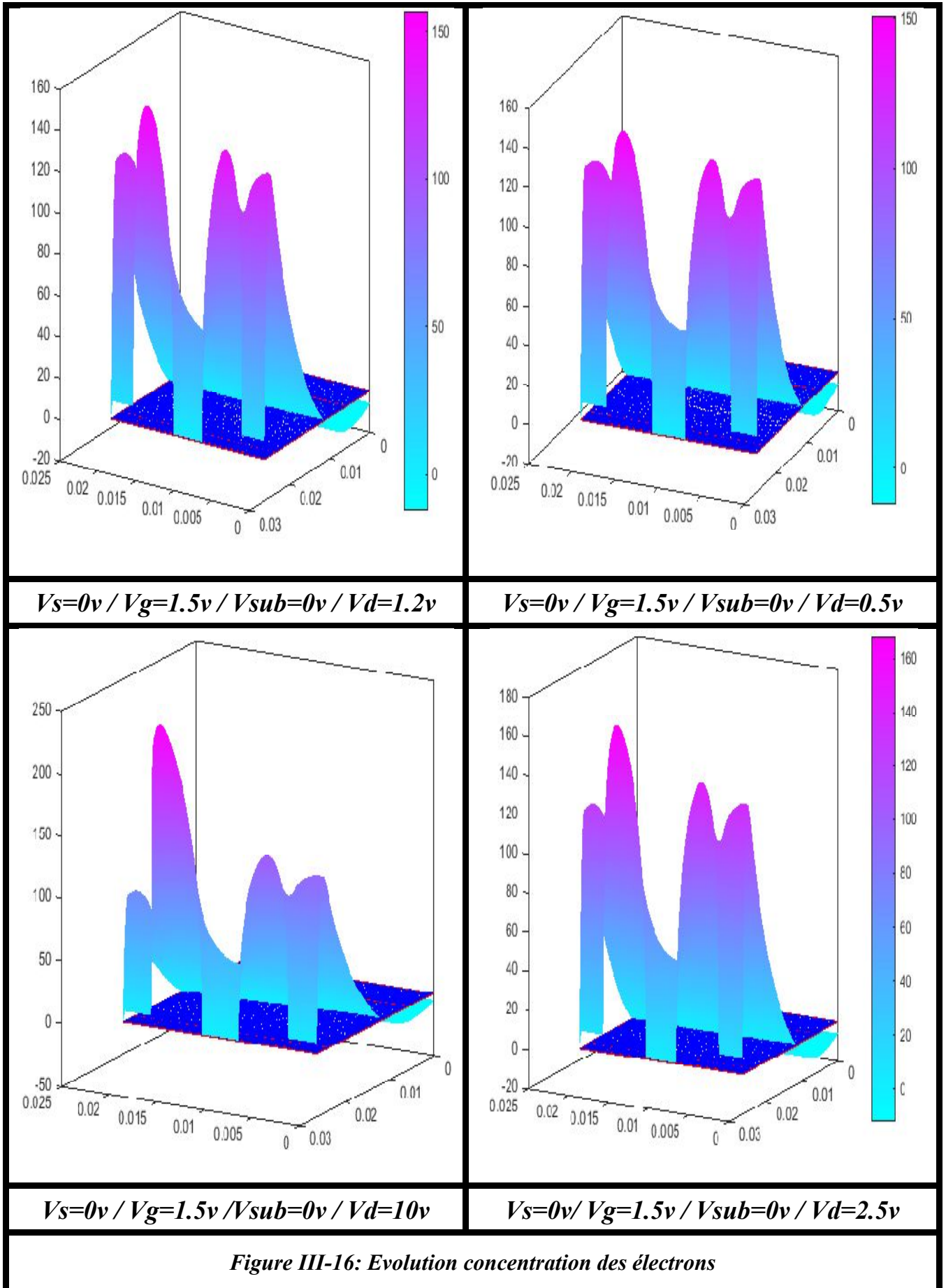
III.3.3.2 Evolution de concentration des trous

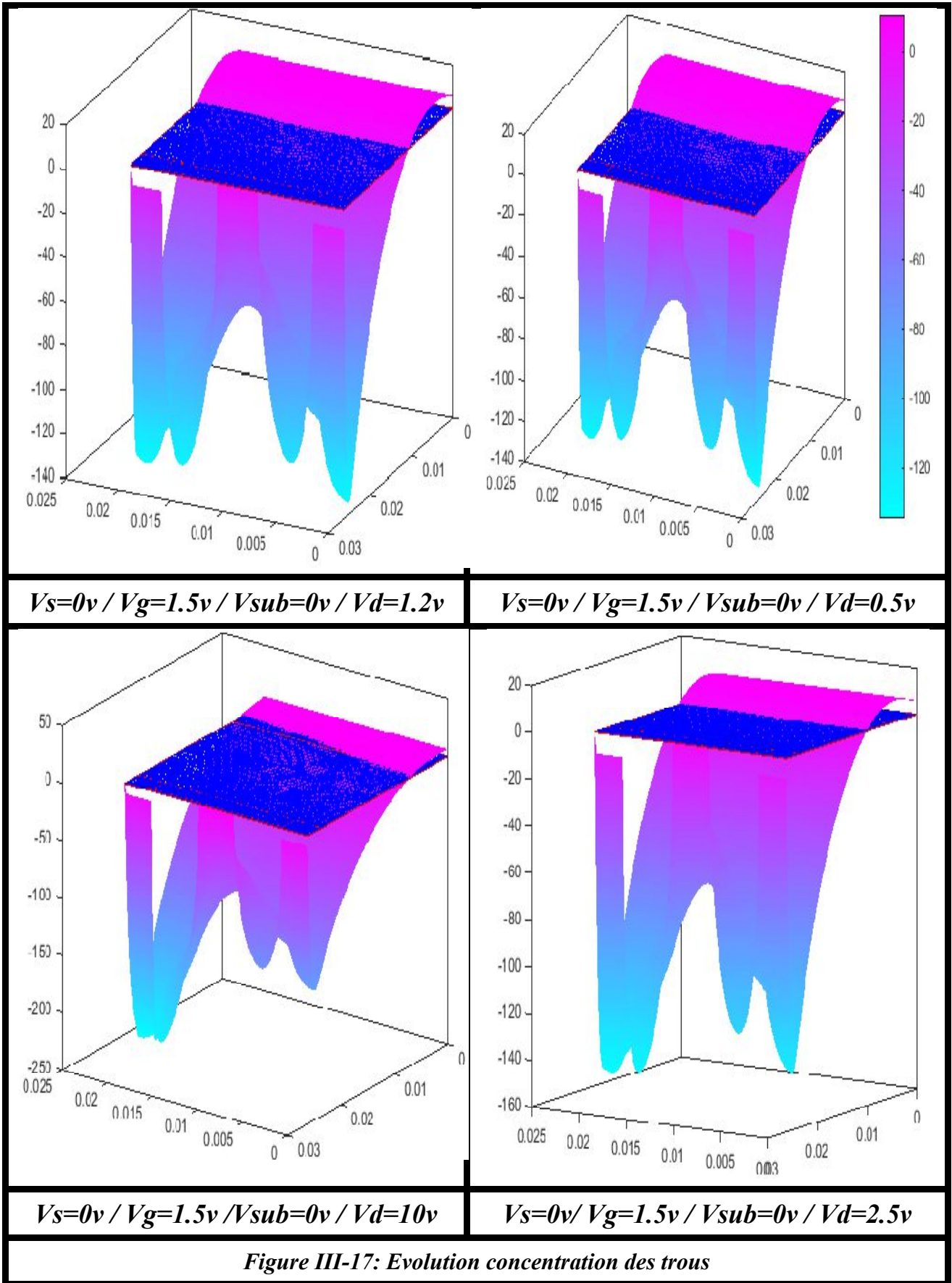
La **Figure (III-17)** représente l'influence du niveau de polarisation de drain sur la densité des trous, par l'intermédiaire du Canal et les zones (LDD1, LDD2).











III. 4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons montré pour des différents exemples d'application que l'approche consistant à résoudre les équations de transport par des voies numérique permet d'obtenir des renseignements qui sont pratiquement impossibles à obtenir d'une autre manière.

Nous avons basé notre étude sur la présentation de différents types de maillage sur des structures tel que le transistor bipolaire, le transistor BICMOS, le transistor MOSFET, le transistor JFET.

Nous avons étudié de façon explicite le comportement électrique du transistor bipolaire, transistor BICMOS, transistor MOSFET, cette étude montre l'évolution du potentiel, la distribution des lignes de champs sur les différentes structures, ainsi que les densités de porteurs électrons-trous et les pseudos potentiels de FERMI, tout en jouant sur les polarisations.

Les études faites par notre logiciel est applicable à tous types de composant semi-conducteurs après définition de la structure et le profil de dopage.



*Conclusión
Générale*

Conclusion Générale

La modélisation électrique des composants semi-conducteurs constitue actuellement un axe très demandé à travers le monde, l'une des raisons de son essor est certainement l'évolution permanente de la technologie : réduction des dimensions physique des composants et mise au point de nouvelles technologies.

Pour suivre cette évolution, les modèles existants doivent être améliorés et de nouveaux modèles sont à développer. C'est ainsi qu'il faut assister régulièrement à des améliorations des logiciels.

Au cours de notre étude, nous avons présenté une méthode de résolution numérique des équations de transport dans les dispositifs semi-conducteurs par la méthode des éléments finis, ce qui permet d'accéder à l'analyse détaillée des phénomènes de conduction dans les composants sans approximation que celles des lois physiques elles mêmes.

Les principaux résultats de nos études sont les suivants :

1. Détermination d'un maillage approprié au traitement des équations de continuité et de Poisson, valable pour des dispositifs semi-conducteurs, ce qui permet une amélioration de la précision des calculs de manière importante et une suppression des instabilités qui peuvent apparaître.
2. Introductions du dopage par des profils **Gaussiens** ou **bigaussiens** dans les différentes zones du composant.
3. Utilisation de la méthode des éléments finis pour une étude précise d'une structure donnée, offre le moyen d'une analyse détaillée des mécanismes qui gèrent tout semi-conducteurs, en plus son avantage majeur et de permettre une solution des équations différentielles sur des structures variantes, avec des géométries complexes.
4. Mise au point d'un algorithme général et d'initialisation valable pour tout composant à partir des dimensions géométriques, profil d'impuretés et polarisation. Nous avons également présenté des exemples d'application sur diverses structure tel que le **Bipolaire**, **BICMOS**, **MOSFET**, **JFET**, où l'élaboration du module de maillage a été la cible de cette application.

D'autre part, nous avons développé nos calculs dans le cas du transistor **Bipolaire**, **BICMOS**, **MOSFET**, **JFET** à forte et faible injection. Ceci nous a permis d'acquérir une maîtrise des méthodes de calcul numérique et de l'outil informatique.

A travers les courbes simulées, nous pouvons nettement comparer les résultats des calculs obtenus avec les prévisions théoriques, et donc s'assurer de leurs validités.

Compte tenu des résultats intéressants qui ont été obtenus et qui ne constituent en réalité qu'une introduction à l'étude des dispositifs semi-conducteurs par la méthode des éléments finis, qui reste en effet encore une méthode très prometteuse, nous proposons par la suite et comme perspectives de ce travail :

- une extrapolation de ces résultats.
- D'autre part, une finalisation des calculs présentés permet d'aboutir aux différentes caractéristiques électriques de ces structures tel que : les courbes de GUMMEL I(V) ; le gain statique, le champ électrique.....etc.



*Références
Bibliographiques*

Références Bibliographiques

- [1] **M.Bouhouche**, “ Contribution à l’étude du transistor bipolaire à hétérojonction TBH Pour les applications hautes fréquences”, Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2012.
- [2] **Y.BEDDIAFI**, Modélisation d’un transistor MESFET en GaAs en utilisant le simulateur atlas-silvaco, Thèse de Magister, Université Mohamed Khider–Biskra, 2013.
- [3] **D.GUIZA**, ”Analyse des transistors à effet de champ MESFET GaAs”, Thèse de Magister, Université MENTOURI CONSTANTINE, 2009.
- [4] **F. Lévy**, Physique et technologie des semiconducteurs, PPUR presses polytechniques, 1995.
- [5] **J.-D. Chatelain**, Dispositifs à semiconducteur, PPUR Presses polytechniques, Jan 1, 1986.
- [6] **C. Gontrand**, MICRO-NANOELECTRONICS COMPONENTS : modeling of diffusion and operation processes., 2018.
- [7] **C. M. Snowden**, Introduction to Semiconductor Device Modelling, World Scientific, 1998.
- [8] **H. Fanet**, Electronique très basse consommation et solutions adiabatiques., ISTE Editions Ltd, 2017.
- [9] **L.CHIOUKH, M.LAKHDARA**, “modélisation des dispositifs Semi-conducteurs par la méthode des élément finis ”. Mémoire d’ingénieur d’état, Université de Constantine, 1999.
- [10] **R.Bensegueni**, “ Contribution à l’étude du transport électrique à travers des oxydes très minces (<10nm) dans des structures MOS”. Thèse de doctorat, *Université de Constantine*, p. 1-157, 2016.
- [11] **Elena Ivanova DIMITROVA – FREY**, “ Analyse et modélisation du JFET de puissance en carbure de silicium en régime statique”. Thèse de doctorat, L’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2006.