

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

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'Electronique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : ELECTRONIQUE



Spécialité : Microélectronique

Par

➤ TOUATI Amine

➤ MEBARKI Amine

Intitulé

Caractérisation du transistor bipolaire à grille isolée IGBT

Évalué le :

Par la commission d'évaluation composée de* :

Nom & Prénom	Grade	Qualité	Etablissement
Mme. Fadila Kherrat	MAA	Président	Univ-BBA
Dr. Nadhira Bioud	MCB	Examineur	Univ-BBA
Dr. MESSAI Zitouni	MCA	Encadreur	Univ-BBA
Dr. TOUATI Zine-eddine	-	Co- Encadrant	Univ-BBA

Année Universitaire 2020/2021

* Conformément à :

- L'arrêté n°055 du 21 janvier 2021 Fixant dispositions exceptionnelles autorisées en matière d'organisation et gestion pédagogique, de l'évaluation et de la progression des étudiants, durant la période COVID-19 au titre de l'année universitaire 2020-2021 ;
- Procès-verbal de la réunion de l'équipe du domaine des Sciences et Technologies du mois de Mai 2021.

Remerciement

Ce travail est réalisé au laboratoires du département d'Electronique du Université EL-BACHIR EL-IBRAHIMI BBA.

Au terme de ce mémoire, nous tenons à exprimer nos remerciements au bon "DIEU" qui nous a donné la force et le courage pour mener à bien ce modeste travaille.

Que nos sincères remerciements et notre profonde gratitude aillent à notre encadreur Dr. MESAI.Z et notre co-encadreur Dr. TOUATI zine-eddine pour nous avoir aidé et proposé ce sujet, et pour ses conseils, sa bonne humeur, son aide quotidienne pour faire avancer notre travail.

Nous adressons nos respectueux remerciements aux membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

C'est avec un immense plaisir que je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents aux supports de l'âme, ma réussite a été et est toujours votre souci constant. Vos conseils et vos prières m'ont toujours accompagné. Je ne trouverai jamais assez de mots pour vous exprimer tout mon amour, ma gratitude et ma profonde gratitude.

Cette œuvre est le fruit de vos sacrifices. Que Dieu vous récompense d'une longue vie pour vos efforts dans ma réussite. Un jour tu seras plus fière de moi.

Mes très chers frères : Ayoub, Asoul, Miloud, Zinou et sa femme.

Et ma sœur : Nassima et son mari Hassan, et dédicace très spécial a Tassnim, Rahil, Djoud et Layan. et toutes ma famille.

Et dédicace a tous mes amies

Sincères et chaleureuses salutations collègues de notre groupe De

Master 2 Micro-électronique2021.

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

Touati.Amine

C'est avec un immense plaisir que je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents aux supports de l'âme, ma réussite a été et est toujours votre souci constant. Vos conseils et vos prières m'ont toujours accompagné. Je ne trouverai jamais assez de mots pour vous exprimer tout mon amour, ma gratitude et ma profonde gratitude.

Cette œuvre est le fruit de vos sacrifices. Que Dieu vous récompense d'une longue vie pour vos efforts dans ma réussite. Un jour tu seras plus fière de moi.

Mes très chers frères : Yousef, Samir, et Islam.

Et toutes ma famille.

Et dédicace à tous mes amis

*Sincères et chaleureuses salutations collègues de notre groupe De
Master 2 Micro-électronique2021.*

À tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

Mebarki.Amine

Résumé

Les sujets d'actualité tels que l'électro mobilité et les énergies renouvelables exigent le développement de dispositifs d'alimentation à haute tension et des pertes de commutation minimales. Parmi les dispositifs de puissance sur le marché actuel, les IGBT ont acquis beaucoup d'importance dans ce domaine par rapport à leurs concurrents tels que les MOSFETS de puissance et les thyristors

Ce travail porte sur la simulation du transistor IGBT, Le but de Ce travail est l'étude des transistors IGBT à couches minces et de l'impact de différentes tailles de régions critiques sur leurs caractéristiques électriques. En optimisant les tailles de régions critiques du dispositif. En particulier, l'étude de l'impact de ces paramètres pour la tension de claquage. Un modèle physique bidimensionnel d'IGBT a été développé à l'aide du logiciel SILVACO (ATLAS). Les valeurs optimales de chaque simulation sont illustrées graphiquement et discutées. Les résultats acquis et les perspectives montrent l'intérêt de disposer d'outils de modélisation pour développer des composants ou des dispositifs performants à base d'IGBTs. Enfin, une conclusion pour notre simulation est présentée.

Mot clé : IGBT, TCAD, Puissance, couches minces.

الملخص

تتطلب الموضوعات الحالية مثل التنقل الكهربائي والطاقت المتجددة تطوير أجهزة إمداد طاقة عالية الجهد وتقليل خسائر التحويل إلى أدنى حد. من بين أجهزة الطاقة في السوق الحالية، اكتسبت IGBTs الكثير من الأهمية في هذا المجال مقارنة بمنافسيها مثل thyristors و MOSFETS.

يتعلق هذا العمل بمحاكاة ترانزستور IGBT ، والهدف من هذا العمل هو دراسة ترانزستورات IGBT ذات الأغشية الرقيقة وتأثير الأحجام المختلفة للمناطق الحرجة على خصائصها الكهربائية. من خلال تحسين أحجام المناطق الحرجة بالجهاز على وجه الخصوص ، دراسة تأثير هذه المعلمات لجهد الانهيار.

تم تطوير نموذج مادي ثنائي الأبعاد ل IGBT باستخدام برنامج (ATLAS) SILVACO يتم توضيح ومناقشة القيم المثلى لكل محاكاة بيانياً. تظهر النتائج التي تم الحصول عليها والتوقعات الاهتمام بوجود أدوات النمذجة المتاحة لتطوير مكونات أو أجهزة عالية الأداء تعتمد على IGBTs. وأخيراً، تم تقديم استنتاج لمحاكاتها.

الكلمات المفتاحية: IGBT ، TCAD ، الطاقة ، الأفلام الرقيقة.

Abstract:

Current topics such as electro-mobility and renewable energy demand the development of power devices with high voltage and current ratings along with minimum switching losses. Amongst the power devices in today's market, IGBTs have gained a lot of significance in this field over its competitors like Power MOSFETS and Thyristors.

The purpose of this thesis is the study of IGBT thin film transistors and the impact of different critical region sizes in their electrical characteristics. By optimizing critical region sizes of the device, in order to have optimum transistor performance. Especially, the investigation of the impact of these parameters for the breakdown voltage. A twodimensional physical model of OFET was developed using the SILVACO software (ATLAS). In addition, the optimum values for each simulation are illustrated graphically and discussed. Finally, a conclusion for our simulation is presented.

Keyword : IGBT, TCAD, Power, thin films.

Liste des abréviations

IGBT	Transistor Bipolaire à Grille Isolée.
MOSFET	Métal Oxyde Semi-conducteur Field Effet Transistor.
BJT	Bipolaire Junction Transistor
IGBT PT	Transistor Bipolaire à Grille Isolée Punch Through
NPT-IGBT	Transistor Bipolaire à Grille Isolée Non-Punch-Through
FS-IGBT	Field Stop Transistor Bipolaire à Grille Isolée.
SPT-IGBT	Soft Punch Through Transistor Bipolaire à Grille Isolée.
LPT-IGBT	Light Punch Through Transistor Bipolaire à Grille Isolée.
CSTBT	Carrier Stored Trench Gâte Bipolaire Transistor.
IEGT	Injection Enhancement Gâte Transistor.
HiGT	High Conductivité IGBT.
SILVACO	Silicon Valley Corporation.
CONMOB	Le modèle de mobilité dépendant de la concentration du dopage.
FLDMOB	Le modèle de mobilité dépendant du champ électrique parallèle.
SRH	Le modèle ShockleyRead-Hall pour les statistiques des porteurs de charge.

Table des matières :

ملخص	I
Résumé	II
Abstract.....	III
Liste des abréviations	IV
Table des matières.....	V
Liste des Figures.....	VII
Liste des tableaux	IX
Introduction générale.....	2

Chapitre I : Généralités sur les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT)

I.1. Introduction	3
I.2. Le composant de puissance :	3
I.2.1. Structure et schéma équivalent	4
I.2.2. Principe de fonctionnement	6
I.2.3. Etude du comportement statique.....	8
I.2.3.1. Le mode bloqué	8
I.2.3.2. Le mode passant	8
I.2.4. Etude dynamique	9
I.2.4.1. Etat ON.....	9
I.2.4.2. Etat OFF.....	10
I.3. Les technologies de l'IGBT :	11
I.3.1. Technologies PT- IGBT	11
I.3.2. Technologie NPT- IGBT	12
I.3.3. Comparaison entre les deux technologies (NPT et PT).....	13
I.3.4. Les technologies FS-IGBT, LPT, IEGT, GSTBT et HIGT	14
I.4. Extraction des paramètres :	14
I.4.1. Extraction des paramètres statiques :	14
I.4.2. Extraction des paramètres dynamiques :	15
I.5. Conclusion.....	18

Chapitre II : Le logiciel de modélisation numérique SILVACO

II.1. Introduction	20
II.2. Présentations ATLAS.....	20
II.2.1. DeckBuild.....	21
II.2.2. Tonyplot.....	21
II.3. Structure d'entrée dans SILVACO-ATLAS	22
II.4. Contour général de construction d'ATLAS	24
II.4.1. Mesh :.....	25
II.4.2. Région.....	26
II.4.3. Electrode.....	27
II.4.4. Dopage.....	28
II.4.5. Matériel.....	29
II.4.6. Modèles Physiques	30
II.4.7. Contacts.....	30
II.4.8. Interface.....	30
II.4.9. Lumière.....	30
II.4.10.Méthode de la solution	30
II.4.11.Spécification de la solution	31
II.4.12.Extraction des données et traçage.....	31
II.5. Paramètres physiques de la simulation	31
II.6. Conclusion.....	33

Chapitre III : Simulation du transistor IGBT par TCAD

III.1. Introduction.....	35
III.2. Simulation et caractérisation du transistors IGBT	35
III.2.1. Description de la structure simulée	35
III.2.2. Concentration de dopage	37
III.2.3. Diagramme de bande d'énergie	38
III.2.4. Mobilité des électrons et des trous	39
III.2.5. Champ électrique.....	40
III.3. Caractéristiques statiques de l'IGBT.....	41
III.3.1. Ajout de paramètres non idéaux à la simulation	43
III.3.2. Simulation de la tension de claquage d'IGBT	44
Conclusion Générale	49
Références bibliographiques.....	53

Liste des figures :

Figure I.1.	Répartition des différents types de composants en fonction de lapuissance et de la fréquence d'utilisation [5].....	4
Figure I.2.	(a) Structure interne d'un IGBT. (b) schéma électrique équivalent. (c) schéma électrique équivalent réduit [9].....	5
Figure I.3.	Symboles du transistor de puissance IGBT [10].....	5
Figure I.4.	(a) Schéma équivalent (b) Caractéristiques électrique de sortied'un IGBT [7], [11].....	7
Figure I.5.	Structure d'IGBT simplifiée [12].....	7
Figure I.6.	Caractéristiques statiques $Ic = f(Vce)$ d'un IGBT [9].....	8
Figure I.7.	Caractéristiques électriques en commutation [13]	10
Figure I.8.	Caractéristiques électriques en commutation [13]	11
Figure I.9.	(a) Structure PT de l'IGBT, (b) la répartition du champ électrique en polarisation directe (traitplein) et inverse (en pointillé), (c) Courant de trainage [17].	12
Figure I.10.	(a) Structure NPT (à couche homogène) ; (b) la répartition du champ électrique;(c) courant detrainage [17]	13
Figure I.11.	Extraction simultanée des paramètres IDS et VP [14].....	14
Figure I.12.	Extraction simultanée des paramètres Vth et Kp par voie numérique [14].....	15
Figure I.13.	Extraction du paramètre β PNP. [14]	16
Figure I.14.	Extraction simultané de β PNP et τ [26].....	17
Figure I.15.	Définition des temps de commutation d'un transistor [28].....	17
Figure II.1.	Schéma synoptique des modules utilisés dans la simulation par TCAD SILVACO [2].....	20
Figure II.2.	Menu de commandes de DeckBuild.	21
Figure II.3.	Fenêtre de base de Tonyplot.	22
Figure II.4.	Organigramme des étapes de construction d'un model sur ATLAS.....	25
Figure II.5.	Atlas mesh.....	26
Figure II.6.	Régions créées d'un transistor.	27
Figure II.7.	Déclaration des électrodes dans ATLAS.	28
Figure III.1.	Structure générale du transistor.	35

Figure III.2.	Région A marquée sur la Figure. III.1	36
Figure III.3.	Région B marquée sur la Figure. III.1	36
Figure III.4.	Région C marquée sur la Figure. III.1	37
Figure III.5.	Profil de dopage de l'IGBT.	38
Figure III.6.	Diagramme d'énergie de l'IGBT	38
Figure III.7.	Mobilité des électrons et des trous dans l'IGBT.	40
Figure III.8.	Champ électrique d'une ligne de coupe verticale IGBT (vertical cutline).....	40
Figure III.9.	Caractéristiques de sortie de l'IGBT (échelle logarithmique).....	41
Figure III.10.	Caractéristiques de transfert de l'IGBT (échelle linéaire).....	42
Figure III.11.	Caractéristiques de transfert de l'IGBT (échelle logarithmique)	42
Figure III.12.	Caractéristiques de transfert avec des paramètres spécifiques à la fabrication.....	43
Figure III.13.	Simulation de tension de claquage.....	44
Figure III.14.	Caractéristiques de sortie inversée.....	45
Figure III.15.	Caractéristiques de la jonction P-N inférieure	46
Figure III.16.	Caractéristiques de la jonction P-N intermédiaire	46

Liste des tableaux :

Tableau I.1 .	Comparaison des Caractéristiques d'un NPT-IGBT et PT-IGBT	13
Tableau I.2.	Principaux paramètres dynamiques en commutation.....	18
Tableau II.1.	Groupes de commande ATLAS avec les déclarations de base dans chaquegroupe.....	24
Tableau III.1.	Modèles de transporteur et de statistiques.....	32
Tableau III.2.	Modèles de mobilité	32
Tableau III.3.	Modèles de recombinaison.....	33
Tableau III.4.	Modèles d'impact d'ionisation	33
Tableau III.5.	Modèles de tunnels.....	33

Introduction générale

Introduction générale

Au cours des dernières décennies, la fiabilité des systèmes électriques a été le centre d'intérêt de plusieurs travaux de recherche. Diverses mesures d'évaluation de la fiabilité du système ont été définies et analysées. La fiabilité est définie comme étant la probabilité qu'un élément exécute les fonctions attendues pendant une période de temps en vertu des conditions environnementales et opérationnelles données [1]. En effet, l'importance que revêt la fiabilité des systèmes électriques est de nos jours sans équivoque, vu qu'une dégradation de ces systèmes est susceptible d'engendrer d'énormes dégâts technologiques, financiers et humains.

L'IGBT combine les caractéristiques du transistor à jonction bipolaire et le transistor MOSFET, offrant d'un côté de faibles pertes de commutation en raison de la haute impédance d'entrée du MOSFET, et d'un autre côté de faibles pertes de conduction en raison de la tension réduite collecteur émetteur VCE du BJT lors de la phase de conduction. Un autre avantage des IGBT réside dans le fait que la tension de commande de grille est de l'ordre $\pm 15V$ [2], ce qui offre l'avantage de pouvoir contrôler des systèmes de puissance avec une bonne immunité vis-à-vis des dV/dt .

Ce mémoire comporte trois chapitres. Le 1^{er} chapitre est consacré à une présentation générale du transistor de puissance IGBT : son principe de fonctionnement en Modes de blocage avant et de conduction et Mode de blocage inversé ainsi que Caractéristiques de sortie. Nous présenterons ensuite quelques notions concernant la structure de LIGBT : Structure physique et électronique. Enfin nous présenterons brièvement les dernières avancées et les IGBTs les plus répandus actuellement dans le marché. La grande diversité des choix technologiques permet de proposer des gammes d'IGBTs où l'utilisateur devra s'attacher à choisir sur le marché l'IGBT le mieux adapté aux besoins de son application.

Le chapitre II focalise sur la présentation de l'outil SILVACO TCAD et son principe de fonctionnement ainsi que les détails sur les outils interactifs de SILVACO afin d'assurer les meilleures utilisations afin d'obtenir des bons résultats.

Dans le Chapitre III on profite de notre Outil Silvaco TCAD pour la simulation de notre étude afin d'obtenir des résultats.

Finalement, une conclusion et une synthèse globale de l'ensemble des résultats obtenus dans ce document seront proposées en mettant en évidence ce qui nous apparaît comme étant les plus intéressants.

Généralités sur les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT)

I.1. Introduction

Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) est un nouveau composant semi-conducteur de puissance, qui a été proposé en 1979 [1], après des recherches les ingénieurs en électronique de puissance développent un composant qui se combine sur les mêmes avantages d'un transistor bipolaire (faible chute de tension de conduction, tension blocable élevée, rapport cout/puissance commutée convenable) et celui d'un transistor MOSFET (commande en tension et vitesse élevée de commutation) [2]. Il en a résulté un transistor commandable en tension, avec une chute de tension en conduction inférieure à celle du MOSFET mais supérieur à celle du bipolaire et une vitesse de commutation moins élevée que pour le MOSFET, mais plus élevée que pour le bipolaire. Dans ce chapitre, nous présenterons une brève description du composant de puissance IGBT, sa structure interne, ses différentes technologies ainsi que leur fonctionnement sont également abordés [3].

I.2. Le composant de puissance :

Les l'IGBT sont nés de la recherche de l'amélioration de l'efficacité à haute tension des composants MOS. La solution est venue de l'ajout à la conduction par porteurs majoritaires, d'une conduction par porteurs minoritaires et de la modulation de la résistivité de la zone de tenue en tension du composant. Le composant obtenu, l'IGBT, présente une chute de tension plus faible que celle d'un MOS pour des dispositifs, moyennes et hautes tensions. Ainsi, l'IGBT est un composant mixte dont la structure principale est un transistor bipolaire de puissance (Bipolaire Junction Transistor ou BJT) commandé par un transistor MOSFET (Métal Oxyde Semi-conducteur Field Effet Transistor). Le transistor MOS est commandé par la tension de grille qui lui est appliquée. Cette structure proposée a fait l'objet de nombreux travaux afin d'améliorer ses performances [4]. De plus, l'IGBT présente de faibles chutes de tension à l'état passant liées à sa conduction bipolaire. L'IGBT associe donc partiellement les avantages d'une commande MOS (rapidité en commutation, simplicité de commande « isolée, ...) et les performances en conduction des structures bipolaires (faible pertes en conduction, modulation de conductivité, ...), tout en réduisant les limitations des deux technologies. Ces caractéristiques font qu'aujourd'hui l'IGBT est devenu le composant majeur de l'électronique de puissance car il supprime avec avantage les composants cités précédemment, dans leurs limites d'utilisation et les relaies dans les domaines de forte tension (gamme des kilovolts) même s'il a cependant l'inconvénient d'être plus lent que le MOSFET. Ainsi une classification des types d'interrupteurs répartis selon leur gamme de puissance et leur fréquence d'utilisation est donnée en Figure. I.1.

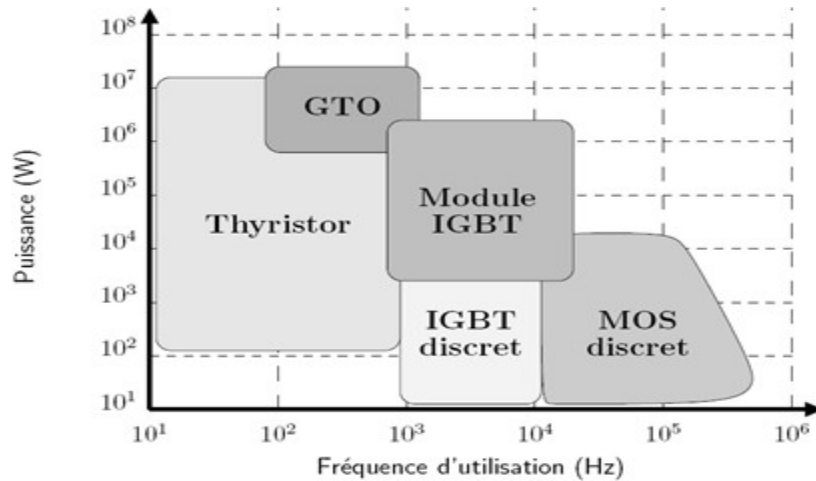


Figure I.1. Répartition des différents types de composants en fonction de la puissance et de la fréquence d'utilisation [5].

I.2.1. Structure et schéma équivalent

Compte-tenu de la symétrie axiale Collecteur/Emetteur de la cellule, le circuit équivalent sera déduit pour une demi-cellule [6]. Il est nécessaire de comprendre le fonctionnement d'un IGBT en lui associant un schéma équivalent. Tout ce travail a été déjà réalisé dans le cas d'IGBT [7][8].

L'empilement des quatre couches $P^+ N^- PN^+$ fait apparaître deux transistors bipolaires "tête bêche". La présence d'une couche P^+ (Collecteur de l'IGBT) implique l'existence d'un transistor PNP ayant pour base la couche N^- épaisse et peu dopée et la jonction Collecteur/Base la jonction N^-P normalement polarisée en inverse. Les trois couches N^+PN^- constituent une structure d'un transistor bipolaire NPN causant avec la couche PN^-P^+ un effet thyristor parasite. Afin d'éliminer les effets de cet élément parasite, un contact en surface est réalisé technologiquement avec les couches N^+ et P l'émetteur de l'IGBT, court-circuitant ainsi la jonction Emetteur-Base du transistor NPN.

La grille MOS permet de créer un canal en surface entre la couche n^+ et la couche N^- . La conduction du transistor MOS est assurée par les porteurs majoritaires uniquement. Plus le transistor MOS est en haute tension (faible niveau de dopage et épaisseur importante de la couche N^-), est plus la résistance de la couche N^- est plus élevée [10]. Notre composant de puissance IGBT met en jeu deux types de porteurs dans la conduction : les électrons et les trous. La résistance R_p correspondant au puit P situé au-dessous de la couche n^+ . Afin d'éviter le déclenchement du thyristor parasite, la résistance R_p doit être la plus faible possible.

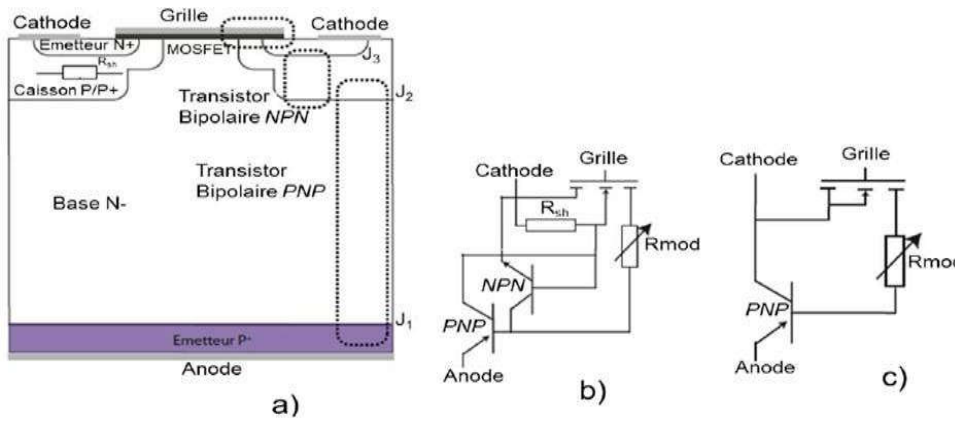


Figure I.2. (a) Structure interne d'un IGBT. (b) schéma électrique équivalent. (c) schéma électrique équivalent réduit [9]

Dans les IGBTs modernes, cette résistance R_p est rendue suffisamment faible pour que le thyristor ne soit plus déclenché dans le domaine de fonctionnement garanti par les constructeurs. Ainsi le schéma équivalent de l'IGBT correspond à un transistor bipolaire PNP commandé par un MOSFET dans une configuration Darlington (voir Figure.I.2).

Les principaux constructeurs de composant IGBTs (Harris, International Rectifier, IXYS, Motorola, Toshiba, Siemens.) utilisent trois technologies pour désigner les électrodes d'IGBT (voir Figure.I.3).

1. G (Grille), E (Emetteur), C (Collecteur).
2. G (Grille), S (Source), D (Drain).
3. G (Grille), K (Cathode), A (Anode).

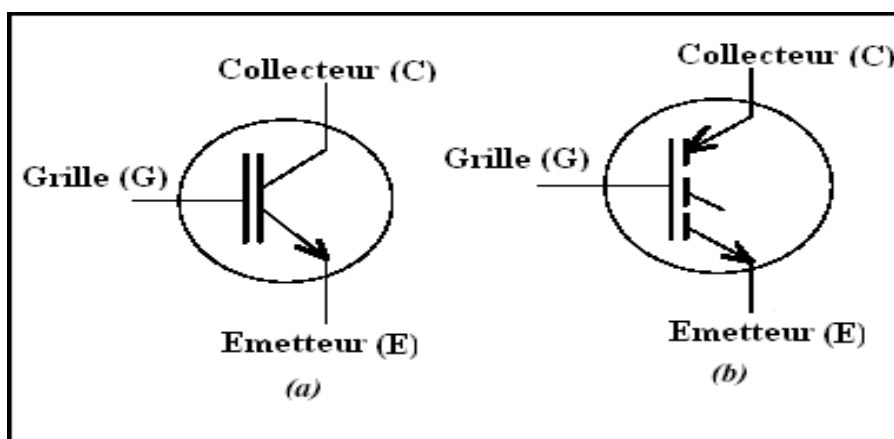


Figure I.3. Symboles du transistor de puissance IGBT [10].

I.2.2. Principe de fonctionnement

Considérons la structure du transistor IGBT montrée sur la Figure.I.4. Dans cette structure le courant ne peut circuler lorsqu'une tension négative est appliquée au collecteur respectivement à l'émetteur car la jonction PN^- (J2) est polarisée en inverse. Lorsqu'une tension positive est appliquée à l'électrode collecteur de l'IGBT avec la grille court-circuitée à l'émetteur, la jonction J2 est polarisée en inverse et le composant opère dans son mode de blocage direct. En fonctionnement normal, l'émetteur de l'IGBT à canal n est relié à la masse et avec une tension suffisamment positive est appliqué sur la grille pour inverser la surface du puit P sous la grille formant ainsi un canal type n. Pour une tension positive appliquée au collecteur de l'IGBT, le composant de puissance IGBT opère en mode de conduction direct (Voir Figure.I.4-b). Dans ce mode d'opération, la jonction J2 est polarisée en direct, les trous sont injectés dans la région N^- depuis le substrat P^+ (collecteur de l'IGBT).

Plus la tension appliquée est grande, plus la concentration des trous injectés augmente jusqu'à ce qu'elle dépasse le niveau de dopage de la région épitaxie N^- base. De même des électrons injectés depuis la source N^+ vers la région N^- à travers le canal. Dans ce régime d'opération, les caractéristiques du composant sont similaires à ceux de la diode P-i-N polarisée en direct. La zone N^- base du transistor PNP est alors en forte injection. Une augmentation de la tension de grille provoquera une augmentation de la charge dans le canal et par conséquent un accroissement du nombre d'électrons qui passent dans N^- . Néanmoins, si la conductivité de la couche d'inversion est faible, une chute de tension significative se produit à travers la région, comme celle observée dans les MOSFET conventionnels. Il s'ensuit une saturation du courant direct et le composant opère dans sa région active (voir Figure.I.4. b).

Pour les faibles tensions de collecteur, comme la région drift est large, le rapport de courant des trous et le courant des électrons est petit, cela explique que le courant des trous contribue équitablement ou même faiblement au courant collecteur d'IGBT que le courant des électrons (voir Figure.I.5.a) en dépit de la grande charge excédentaire stockée dans N^- . En conséquence, la charge stockée contribue d'une part à la diminution de la résistivité de la région drift et d'autre part à la contribution du courant des trous sur le courant collecteur de l'IGBT.

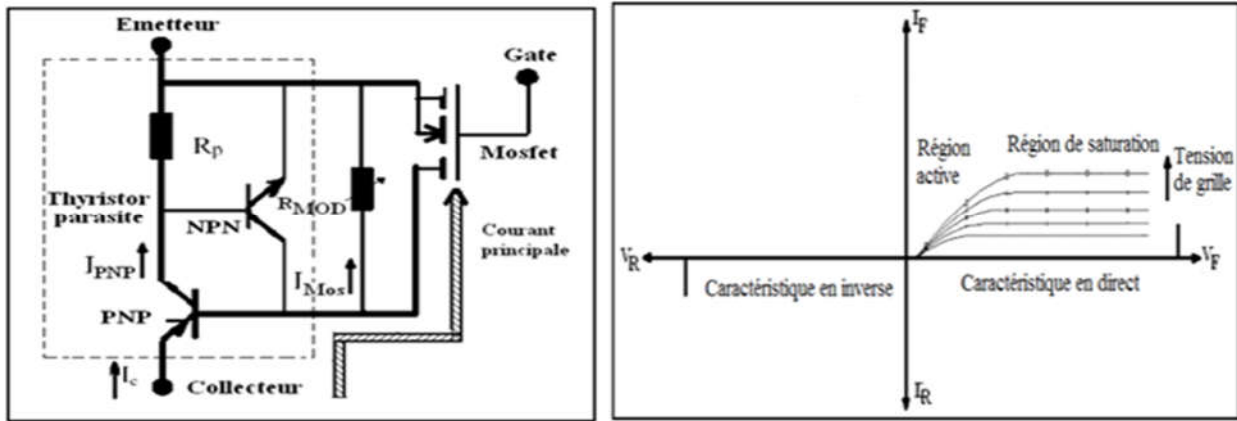


Figure I.4. (a) Schéma équivalent (b) Caractéristiques électrique de sortie d'un IGBT [7], [11]

Pour les fortes valeurs de la tension de collecteur, la majorité de la région drift est déplétée afin de supporter la tension. Cela explique la largeur effective de la base du transistor bipolaire PNP qui est largement réduite par rapport à celle pour les faibles tensions de collecteur. Le rapport du courant des trous sur le courant des électrons (I_p / I_n) sera donc plus large (voir Figure.I.5. b).

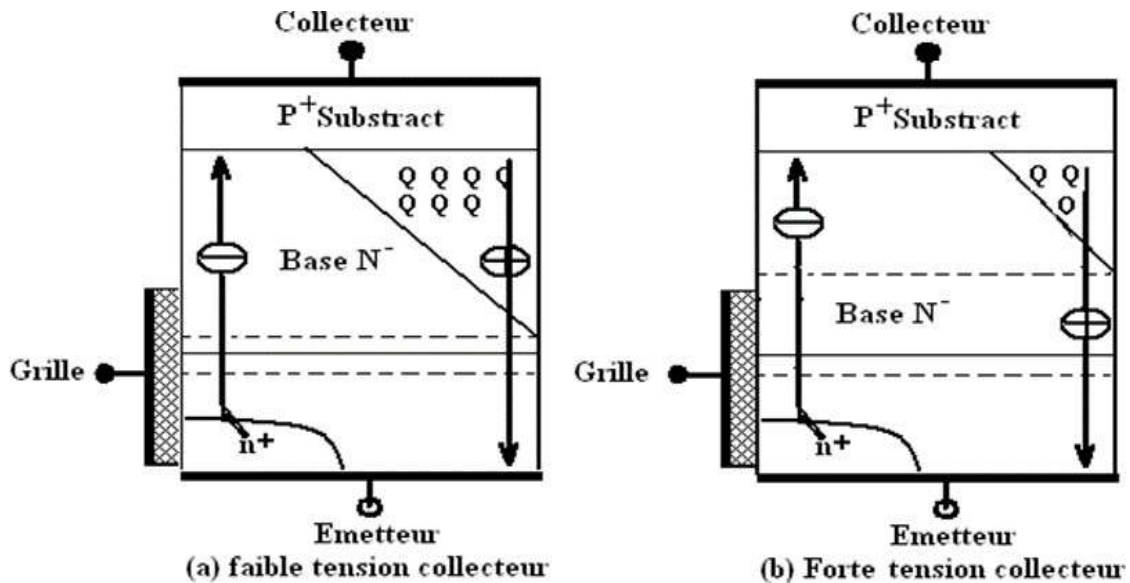


Figure I.5. Structure d'IGBT simplifiée [12]

Le courant d'un IGBT peut se décomposer en :

$$I_c = I_{PNP} + I_{MOS} = I_p + I_n \quad I. 1$$

I.2.3. Etude du comportement statique

Il existe deux modes de fonctionnements suivant les polarités sur les électrodes

I.2.3.1. Le mode bloqué

Il est possible d'avoir soit un mode bloqué direct ($V_{CE} > 0$ et $V_{GE} < V_{th}$ avec V_{th} ; tension de seuil du MOSFET), soit un mode bloqué inverse ($V_{CE} < 0$).

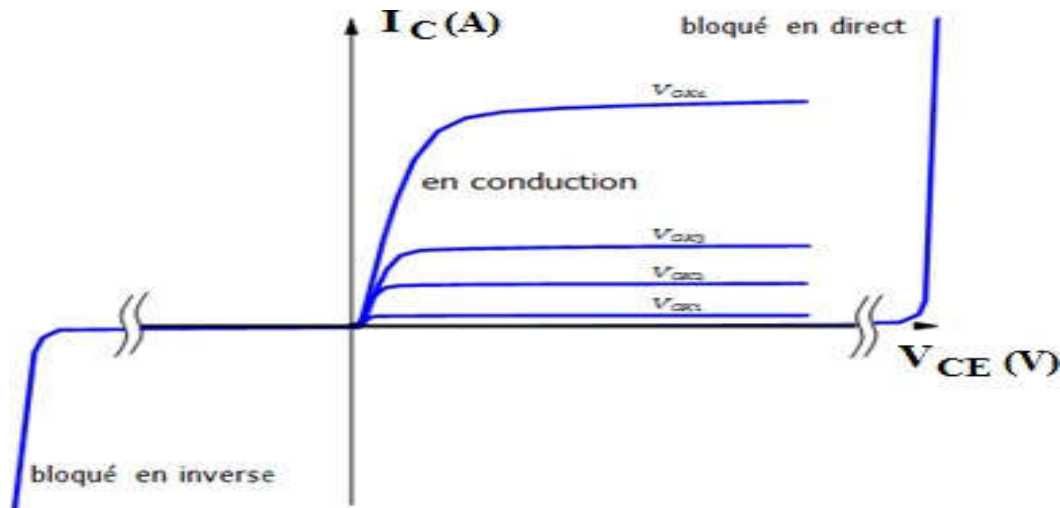


Figure I.6. Caractéristiques statiques $I_C = f(V_{ce})$ d'un IGBT [9].

Dans le premier cas, c'est la jonction J2 qui est polarisée en inverse (Figure.I.6). C'est l'extension de la zone de charge d'espace dans la région de base qui va déterminer au premier ordre la tenue en tension. Dans le deuxième cas, c'est la jonction J1 qui est polarisée en inverse. En règle générale, cette jonction ne tient pas des tensions importantes en raison de la difficulté de l'utilisation d'une technique de garde sur la face arrière.

I.2.3.2. Le mode passant

Dans le premier quadrant de la Figure.I.6, le passage du mode bloqué au mode passant se fait à la fois par application d'une tension de grille supérieure à V_{th} et pour une tension VCE supérieure à la tension de seuil de la jonction P+/N- coté anode (environ 0.7V). Pour une tension VCE positive donnée, l'application d'une tension de grille supérieure à la tension de seuil de la section MOS entraîne l'apparition d'un canal entre la cathode N+ et la région de base N- permettant ainsi d'alimenter cette dernière en électrons. Ce courant de base contrôle alors le transistor bipolaire PNP.

Ce régime de fonctionnement peut être traduit au premier ordre par la relation suivante :

$$I_C = I_{MOS}(1 + \beta_{PNP}) \quad I.2$$

Avec I_C : le courant de l'IGBT.

I_{MOS} : le courant traversant la partie MOSFET.

β_{PNP} : le gain du transistor bipolaire P N P.

Le courant I_C est donc la somme du courant MOS et du courant de la section bipolaire. Cependant, le gain β_{PNP} étant de faible valeur (environ 0.2) en raison de la profondeur importante de la région de base, le principal apport de la section P N P est d'injecter des trous dans la région de base. Cette injection permet d'augmenter la conductivité de la région de drift dans des proportions significatives, diminuant de ce fait la chute de tension à l'état passant. La contrepartie de cet avantage est une diminution des performances dynamiques [9].

I.2.4. Etude dynamique

L'étude dynamique d'un cycle de commutation passe par l'analyse des phases d'amorçage et de blocage.

I.2.4.1. Etat ON

La phase d'amorçage de l'IGBT débute lorsque la tension de grille devient largement supérieure à V_{th} (Figure.I.7). Le contrôle du courant de grille à travers la résistance de grille permet de régler la vitesse de commutation à l'amorçage : L'amorçage de l'IGBT peut être décrit en trois parties.

Partie 01: le transistor IGBT est initialement bloqué, la tension collecteur-Emetteur V_{CE} est égale à la tension d'alimentation V_{CC} . Le courant de commande charge les capacités d'entrée de l'IGBT (CGS et CGD). La tension de grille augmente mais tant qu'elle n'a pas atteint la tension de seuil V_{th} aucun courant ne circule dans l'IGBT. Lorsque V_{th} est atteint, le canal de la partie MOS se forme. Le courant collecteur I_C commence à croître.

Partie 02 : l'IGBT conduit le courant I_C . La tension de grille croît légèrement au début de cette phase, cela permet au canal de faire circuler le courant I_C et les courants de décharge CGS et CGD . Lorsque I_C a atteint la valeur I_{Csat} , la tension V_{GE} reste figée dans une phase de plateau appelée " effet Miller " (correspondant à la rétroaction des variations V_{CE} sur la commande de grille à travers CGD).

Partie 03 : la tension V_{CE} atteint sa valeur finale V_{CEsat} qui correspond à la chute de tension à l'état passant. La tension de grille croît jusqu'à la valeur du générateur de grille [14].

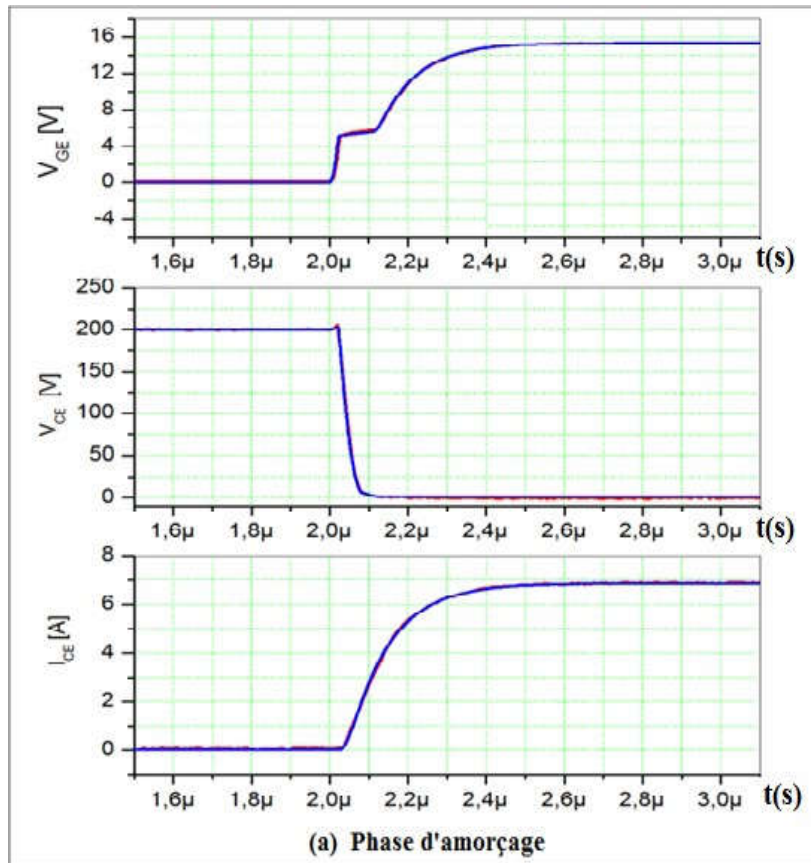


Figure I.7. Caractéristiques électriques en commutation [13]

I.2.4.2. Etat OFF

Pour bloquer le dispositif IGBT, il suffit d'annuler la tension aux bornes de la grille C'est à- dire annuler le canal MOS en appliquant une tension $V_{GE} < V_{th}$. Les différentes parties de blocage d'un IGBT sur charge inductive sont représentées par la (Figure.I.8).

Partie 01 : la tension de commande de grille passe de son niveau haut à son niveau bas. La tension V_{GE} décroît jusqu'au plateau Miller qui correspond à la décharge de la capacité CGD. Pendant ce temps V_{CE} augmente alors que le courant I_C commence à décroître.

Partie 02 : la décroissance du courant I_C est très rapide jusqu'à ce que le canal du MOS se ferme, la base du transistor PNP n'est donc plus alimentée.

Partie 03 : la dernière phase de l'ouverture est la phase du courant de queue (tail curent). La décroissance du courant est alors limitée par la vitesse de recombinaison des porteurs dans le transistor PNP où la base est ouverte [14].

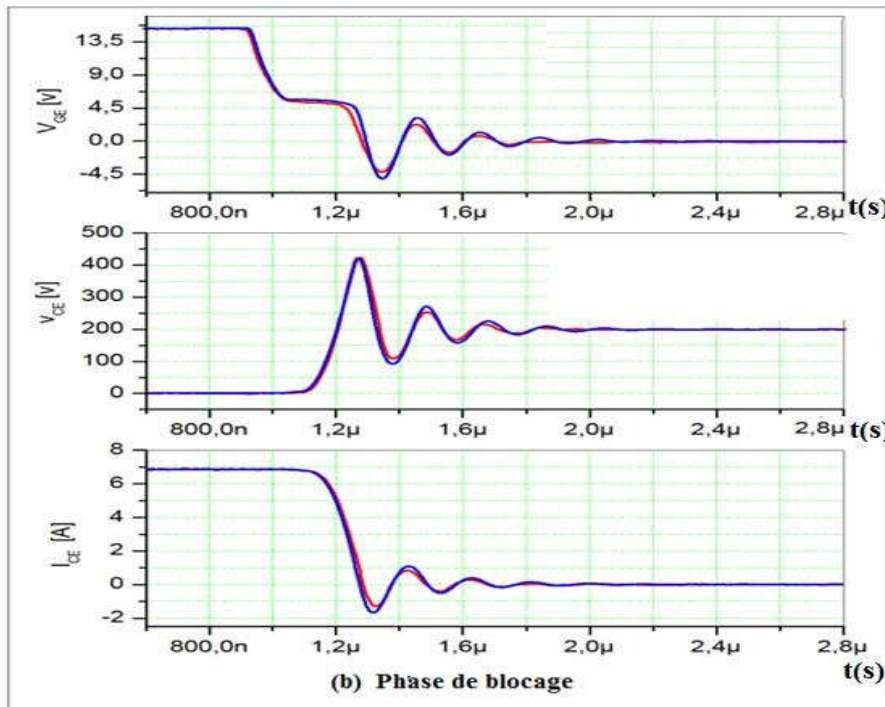


Figure I.8. Caractéristiques électriques en commutation [13]

I.3. Les technologies de l'IGBT :

Il existe sur le marché plusieurs technologies. Celles-ci présentent différents compromis conduction/commutation [13]. En effet, la nécessité de diminuer la chute de tension à l'état passant implique une augmentation de la modulation de conductivité et donc une large concentration des porteurs dans la région base. Cela se traduit en contrepartie par une diminution des performances dynamiques.

I.3.1. Technologies PT- IGBT

Cette technologie PT apparue en 1985 est essentiellement adaptée pour des dispositifs de la gamme 600V-1200V. Le transistor IGBT PT (Punch Through) est caractérisé par la présence d'une couche tampon (buffer) N+ intercalée entre le collecteur P+ et la zone de base N- (voir Figure.I.9.a). L'introduction de cette couche tampon permet de réduire considérablement l'épaisseur de la base N-entraînant des chutes de tension à l'état passant plus faibles, pour des tenues en tension équivalentes. Les IGBT PT sont donc asymétriques en tension et le profil de champ est celui donné en Figure.I.9.b [15]. Par ailleurs, cette couche intermédiaire diminue l'injection de porteurs de l'anode permettant ainsi une amélioration des caractéristiques dynamiques en diminuant la valeur du courant de queue à l'origine Figure.I.9. c. Pour conserver des pertes en commutation faibles, la durée de vie des porteurs dans la zone tampon doit être réduite par irradiations [9]. Le développement des techniques de contrôle de la durée de vie des

porteurs reste le problème majeur de l'amélioration des performances des transistors IGBT PT. Pour des tensions élevées, l'épaisseur de la couche N- n'est plus compatible avec le coût et la maîtrise de la technique d'épithaxie [16]. Cette technologie présente néanmoins l'inconvénient de composants à coefficients de température négatifs.

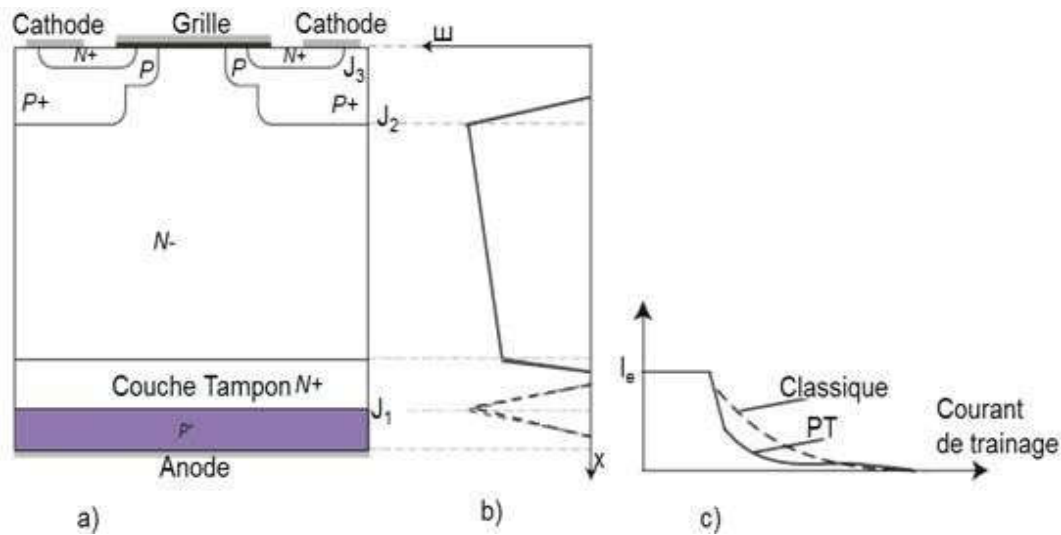


Figure I.9. (a) Structure PT de l'IGBT, (b) la répartition du champ électrique en polarisation directe (trait plein) et inverse (en pointillé), (c) Courant de trainage [17].

I.3.2. Technologie NPT- IGBT

Le transistor NPT-IGBT (IGBT Non-Punch-Through) apparu en 1982 est caractérisé par une base N- suffisamment profonde de sorte que la zone de déplétion n'atteigne jamais la couche d'injection P+ sous polarisation inverse de la jonction J2, Figure.I.9.a [16]. A l'état direct bloqué, cette structure fonctionne donc en régime de non limitation de charge d'espace σ on punch Through (NPT). La Figure.I.9.b montre l'allure de la répartition du champ électrique dans les bases de la structure, les traits pleins correspondent à une tension VCE positive, les traits pointillés à une tension VCE négative. Afin de contrôler l'injection de trous par l'émetteur P+ dans la base et réduire la queue de courant à l'ouverture Figure.I.9.c, des technologies Field-stop « FS » ont été utilisées, caractérisées par des couches P+ très fines en face arrière. Cette structure à couche homogène ne fait appel ni à l'implantation ionique ni à l'irradiation comme pour la PT-IGBT. Il en résulte donc un meilleur comportement à haute température [18]. Cependant, la présence d'une base N- épaisse est favorable aux chutes de tension importantes à l'état passant, constituant un handicap surtout pour les gammes de tension bloquée inférieure à 1200 V comparé aux PT- IGBT [15].

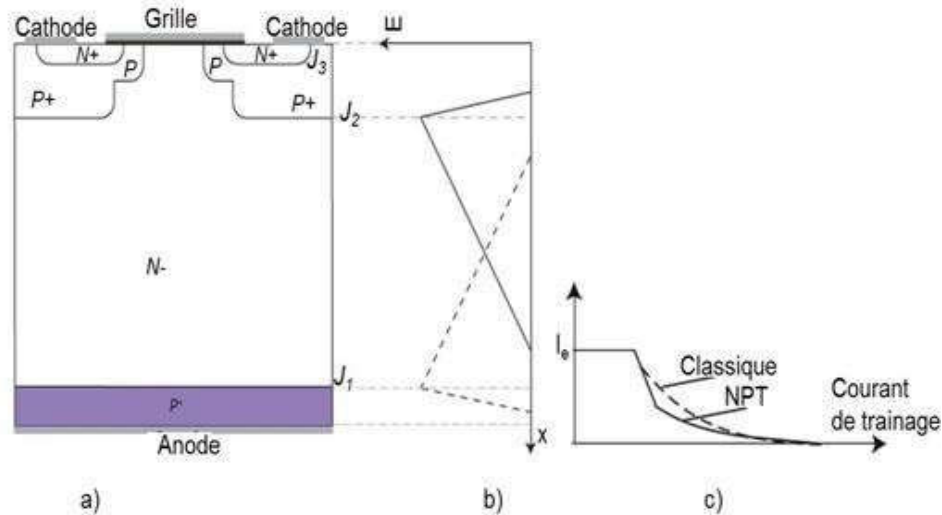


Figure I.10. (a) Structure NPT (à couche homogène) ; (b) la répartition du champ électrique; (c) courant de trainage [17]

I.3.3. Comparaison entre les deux technologies (NPT et PT)

La technologie PT permet d'avoir des pertes faibles en conduction alors que la technologie NPT nous offre des pertes faibles en commutation. Les NPT-IGBT sont donc plus agréables que les PT-IGBT dans les applications rapides.

Les structures PT sont souvent employées pour de faibles tensions (<1200V). Tandis que les structures NPT sont conçues pour les gammes dépassant 1200V. Au niveau de la construction de ces deux structures, la manière diffère. En effet, les NPT sont développés sur une base de silicium homogène, sur laquelle sont diffusées l'anode et les autres couches. Une couche épaisse N-drift supporte la tension maximale appliquée au composant lors du blocage, ce qui va entraîner une chute de tension à l'état pas sans assez élevé [19].

Le tableau ci-dessous illustre une comparaison des caractéristiques d'un NPT-IGBT et PT-IGBT.

Tableau I.1 . Comparaison des Caractéristiques d'un NPT-IGBT et PT-IGBT

	PT-IGBT	NPT-IGBT
Pertes en commutation	Faible	Moyenne
Pertes en conduction	Faible	Moyenne
Branchement parallèle	Difficile	Facile
Maintient en court-circuit	Limité	oui

I.3.4. Les technologies FS-IGBT, LPT, IEGT, GSTBT et HIGT

Aujourd'hui, les différents constructeurs développent des composants ayant la conductivité élevée des structures NPT et la dynamique des structures PT. Cela implique la matérialisation d'une couche tampon moyennement dopée et plus profonde afin de casser le champ électrique sans dégrader l'injection de porteurs dans la base. Plusieurs appellations commerciales sont proposées telles que :

- FS-IGBT (Field Stop IGBT), développé par Eupec et Fuji [20]
- SPT-IGBT (Soft Punch Through IGBT), proposé par ABB [21]
- LPT-IGBT (Light Punch Through IGBT), développé par Mitsubishi Electric [22] de même que CSTBT (Carrier Stored Trench Gate Bipolaire Transistor) [23]
- IEGT (Injection Enhancement Gate Transistor), développé par Toshiba [24]
- HiGT (High Conductivité IGBT), proposé par Hitachi [25].

I.4. Extraction des paramètres :

I.4.1. Extraction des paramètres statiques :

Le comportement de l'IGBT est principalement déterminé par la partie Mos. Nous commençons par l'extraction de la tension de pincement V_p , qui nous permettra de déterminer la tension de grille de saturation et par laquelle, on connaît la tension qu'il faut appliquer pour faire saturer l'IGBT. Nous pouvons ainsi manipuler ce composant facilement et de le contrôler rigoureusement.

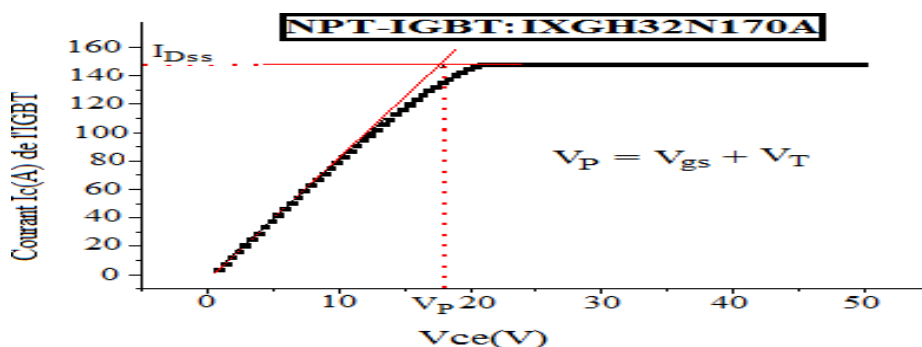


Figure I.11. Extraction simultanée des paramètres I_{DS} et V_P [14]

Selon le principe de fonctionnement de l'IGBT, la tension de seuil V_{th} est la tension limite du fonctionnement de l'IGBT. La tension de seuil V_{th} est déterminée à partir de la fonction de transfert $I_c = f(V_{GE})$ mesurée en régime de saturation ($V_{CE} > V_{CESAT}$). L'extraction de V_{th} est obtenue par l'intersection de l'extrapolation de la zone linéaire de

$\sqrt{I_C}$ avec l'axe des abscisses.

$$I_{Mos} = \left\{ \frac{\beta}{2} \right\} * (V_{gs} - V_{th})^2 \quad I.3$$

$$\sqrt{I_{Mos}} = \sqrt{\frac{K_p}{2}} * (V_{gs} - V_{th}) \quad I.4$$

Une autre méthode d'extraction est utilisée qui est le fitting. Cette méthode nous permet l'extraction simultanée des paramètres par voie numérique et donc l'obtention de valeurs plus précises que celles obtenues par la méthode graphique.

A partir de l'équation (I.4) nous pouvons écrire :

$$\sqrt{I_{Mos}} = \sqrt{\frac{K_p}{2}} * V_{gs} - \sqrt{\frac{K_p}{2}} * V_{th} \quad I.5$$

$$y = a * x + b$$

Avec $a = \sqrt{\frac{K_p}{2}} \rightarrow K_p = 2 * a^2 \quad I.6.a$

$$b = \sqrt{\frac{K_p}{2}} * V_{th} \rightarrow b = -a * V_{th} \rightarrow V_{th} = -\frac{b}{a} \quad I.6.b$$

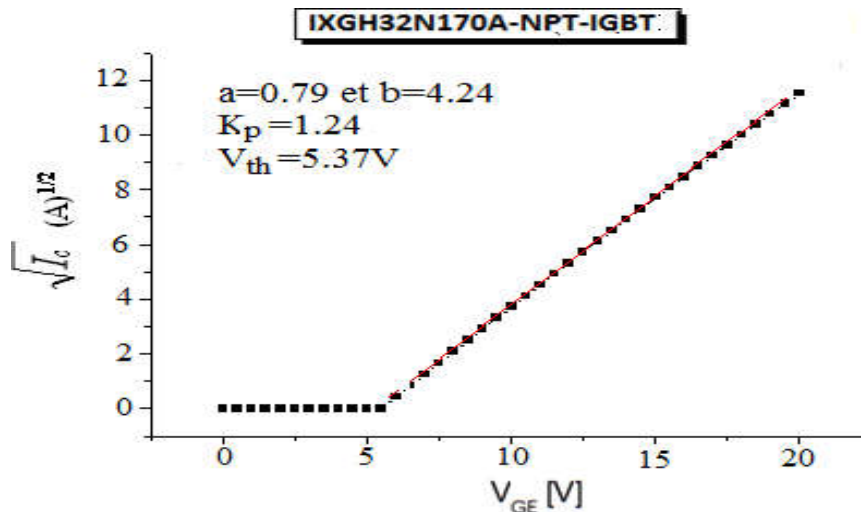


Figure I.12. Extraction simultanée des paramètres V_{th} et K_p par voie numérique [14]

I.4.2. Extraction des paramètres dynamiques :

L'extraction du paramètre β_{PNP} est d'une grande importance et son extraction s'avère nécessaire pour analyser le comportement d'un IGBT.

D'après la relation (1-2), la variation du courant collecteur d'un IGBT en fonction du courant Mos est parfaitement linéaire avec une pente $(1+\beta)$. Il suffit donc de simuler le courant collecteur I_C en fonction du courant I_{MOS} et extraire ainsi le gain en courant β_{PNP} . Une série de simulations pour deux types d'IGBT est illustrée dans la figure I.10.

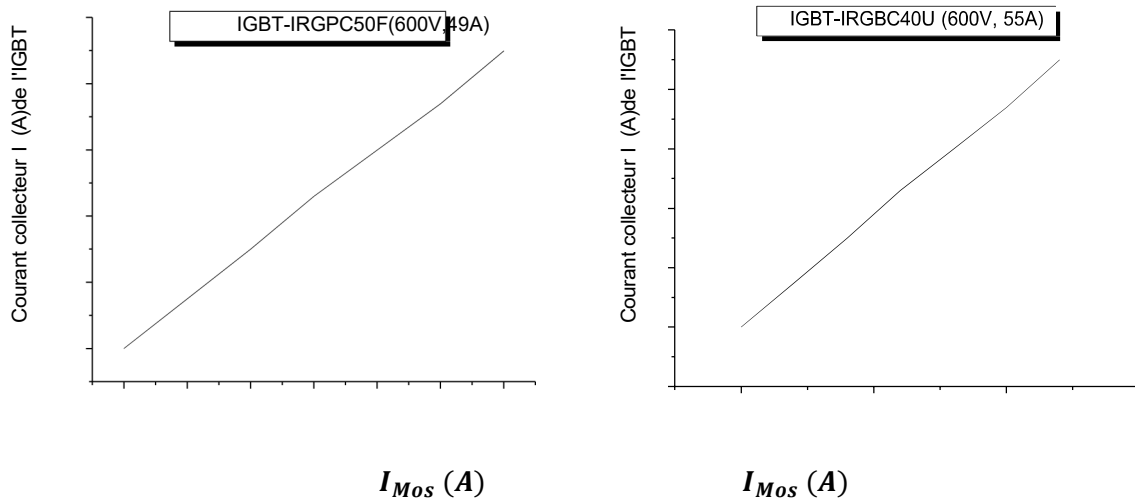


Figure I.13. Extraction du paramètre β_{PNP} . [14]

De même le paramètre β_{PNP} peut être extrait graphiquement à partir de la caractéristique $I_C = f(V_{ce})$ (voir Fig.I-11) à l'ouverture du transistor IGBT par l'équation :

$$\beta_{PNP} = \frac{I_{MOS}}{(I_C - I_{MOS})} = \frac{I_{tail}}{(I_C - I_{tail})} \quad I.7$$

Les pertes en commutation dans le composant IGBT sont surtout dues au temps d'ouverture relativement lent à cause de la trainée de la forme d'onde d'ouverture présentée par la Figure. I.11. Cette trainée est donc dû principalement à la durée de vie des porteurs minoritaires (trous) τ_p . L'extraction du paramètre τ_p est d'une grande importance et s'avère nécessaire. Elle est obtenue à partir de la caractéristique courant à l'ouverture (voir Figure. I.11.) [26].

$$\tau_p = t_2 - t_1 \quad I.8$$

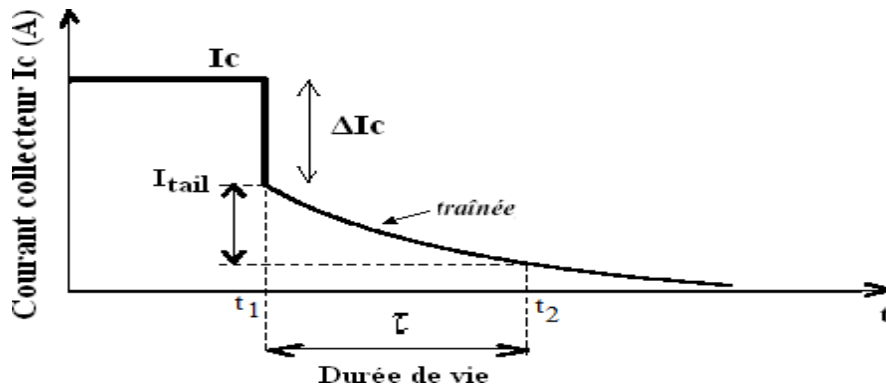


Figure I.14. Extraction simultanée de β_{PNP} et τ [26]

En se référant à [27], l'extraction de τ_p est exprimée en fonction du temps d'ouverture par l'équation(1-9):

$$\tau_p = \frac{t_{off}}{\ln(10\alpha_{PNP}(\tau_{HL}))} \quad I.9$$

$$\tau_n = 4.43 * \tau_p \quad I.10$$

En dynamique, les paramètres électriques utilisés pour caractériser le transistor de puissance IGBT est les temps de commutation. La figure **Figure.I.12.** Illustre les différents temps réagissant la commutation.

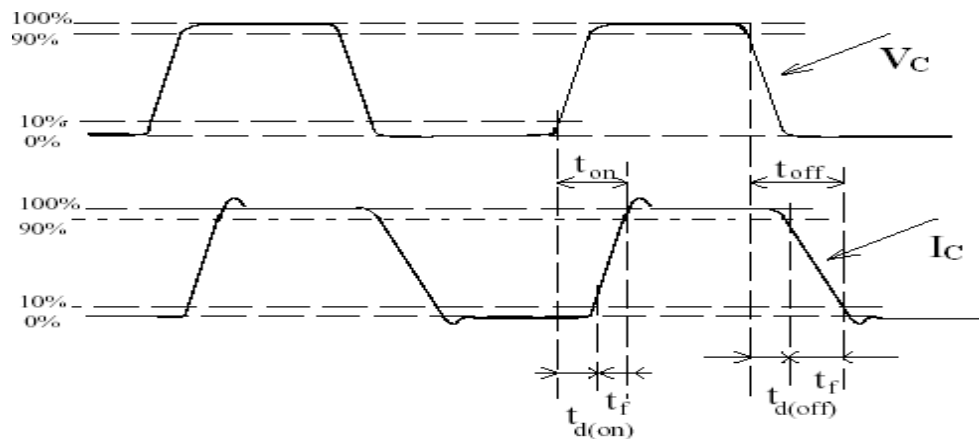


Figure I.15. Définition des temps de commutation d'un transistor [28]

Où tous les paramètres sont illustrés dans le Tableau.I.2.

Tableau I.2. Principaux paramètres dynamiques en commutation.

Symboles	Unité	Signification
t_r	ns	Temps de montée (rise time)
t_f	ns	Temps de décente (fall time)
t_{don}	ns	Délie de fermeture
t_{doff}	ns	Délie d'ouverture
t_{on}	ns	Délie de fermeture ($t_{on} = t_{don} + t_r$)
t_{off}	ns	Délie d'ouverture ($t_{off} = t_{doff} + t_f$)

I.5. Conclusion

Le début de ce chapitre a été consacré à un aperçu structurel du transistor IGBT et ses différentes technologies. Dans un premier temps, nous avons décrit le fonctionnement de l'IGBT à travers son modèle électrique simplifié à l'état statique, puis à l'état dynamique. Nous avons aussi décrit brièvement les principes d'extraction des paramètres statiques et dynamique du transistor IGBT.

Le logiciel de modélisation numérique SILVACO

II.1. Introduction

Dans ce travail nous allons étudier les caractéristiques électriques du transistor bipolaire à grille isolée IGBT. L'étude est réalisée par l'application du logiciel de simulation numérique sophistiqué SILVACO-ATLAS. Le logiciel SILVACO comprend une gamme large d'étude intégrale dans l'élaboration et la caractérisation des cellules solaire. Nous, nous allons appliquer la partie SILVACO-ATLAS pour générer les résultats des caractéristiques électrique du transistor bipolaire à grille isolée IGBT.

II.2. Présentations ATLAS

Le logiciel de simulation ATLAS est un simulateur de modélisation bidimensionnelle de composants semi-conducteurs. Il est capable de prédire les caractéristiques électriques de la plupart des composants semi-conducteurs en régime continu, transitoire ou fréquentiel. En plus du comportement électrique, par exemple $I(V)$, il fournit des informations sur la distribution interne des variables électriques telles que le courant ou la tension (lignes de champ). ATLAS permet de simuler le comportement électrique d'un composant semi-conducteur créé et modélisé comme par exemple une diode ou un transistor. Le composant étudié est représenté comme une structure maillée où chaque nœud a des propriétés qui lui sont associés telles que le type de matériau, le type de dopage, la concentration du dopant, etc. Ainsi, pour chaque nœud, la concentration des porteurs, le champ électrique, ... peuvent être calculés. Les électrodes sont représentées par des surfaces sur lesquelles les conditions aux limites sont imposées, comme par exemple, les tensions appliquées [29].

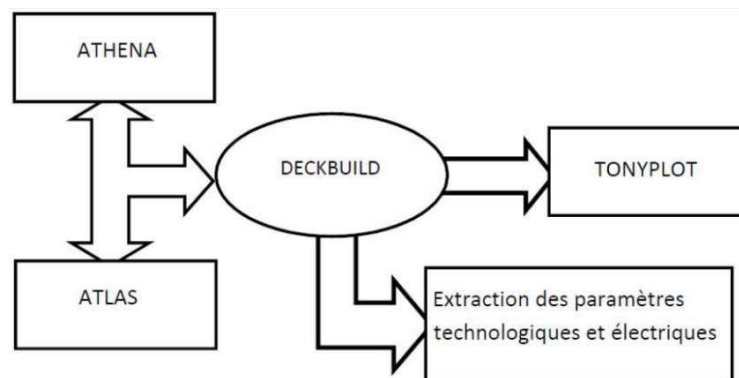


Figure II.1. Schéma synoptique des modules utilisés dans la simulation par TCAD SILVACO [30].

La figure II.1 présente le schéma bloc des modules utilisés dans la simulation par TCAD-SILVACO. Les paramètres d'entrée de simulation, définissant les différentes étapes

technologiques et les phénomènes physiques, sont réalisés avec le module DECKBUILD de TCAD SILVACO.

La visualisation de la structure et des paramètres de sortie tels que le rendement quantique, la réponse spectrale, $I(V)$ par exemple s'effectuent avec le module TONYPLOT.

II.2.1. DeckBuild

DeckBuild est un environnement d'exécution graphique interactive, pour le développement de procédé et les dispositifs de simulation des entrées de plateformes. Il se compose d'une fenêtre pour la création de la plate-forme d'entrée et une fenêtre pour la sortie du simulateur et le contrôle et un ensemble de fenêtres pop-up pour chaque simulateur qui fournissent le langage complet et le support d'exécution (voir la Figure II.2.) [31].

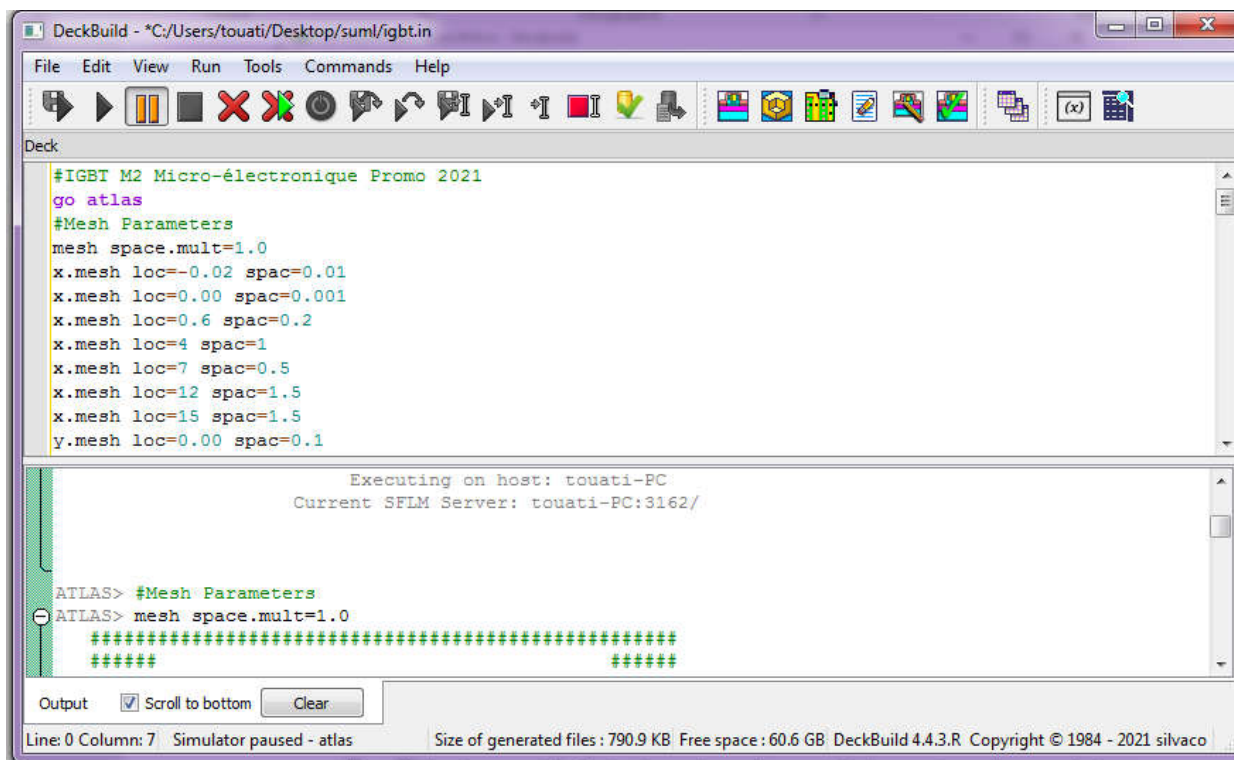


Figure II.2. Menu de commandes de DeckBuild.

II.2.2. Tonyplot

TONYPLOT est un outil de traitement graphique utilisé avec tous les simulateurs SILVACO et fait partie intégrante des VWF, Il donne des possibilités complètes pour la visualisation et l'analyse des caractéristiques de sortie (structure du composant électronique, profil du dopage, et caractéristiques électriques). TONYPLOT peut fonctionner en autonome

ou avec d'autres outils interactifs de VWF, comme DECKBUILD, VWF ou SPDB (voir le Figure II.3.) [32].

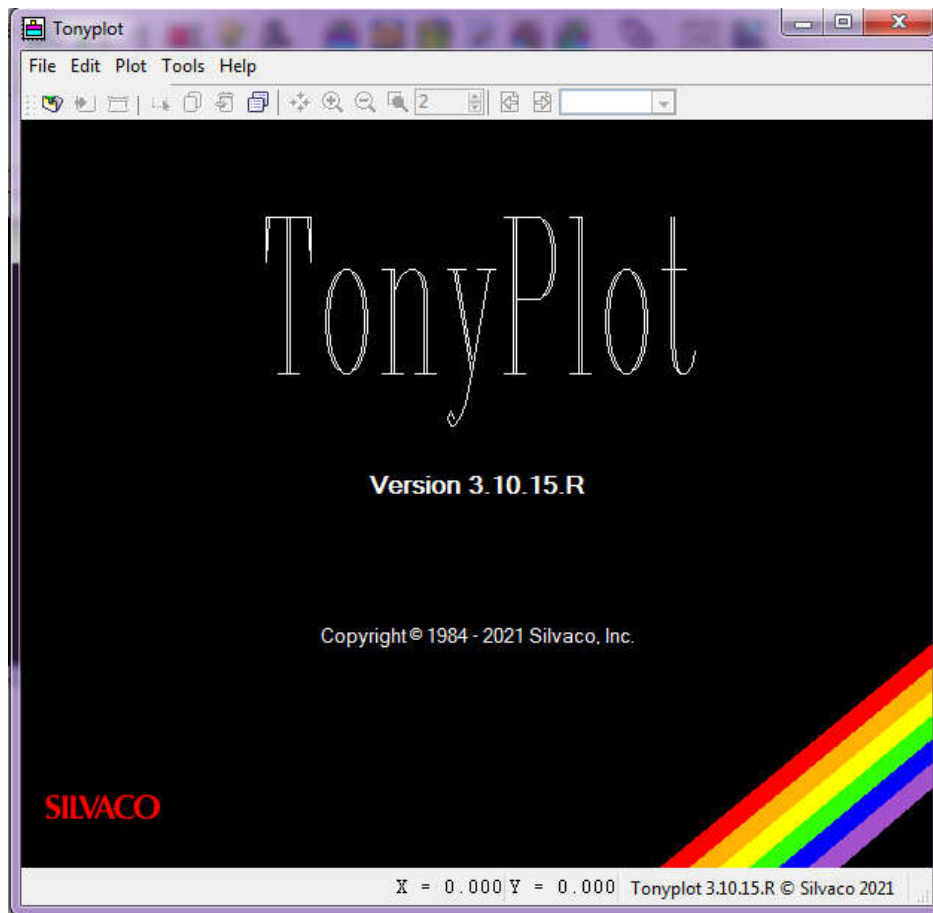


Figure II.3. Fenêtre de base de Tonyplot.

II.3. Structure d'entrée dans SILVACO-ATLAS

Un fichier de commande ATLAS est une liste de commandes pour ATLAS à exécuter. Cette liste est stockée sous forme de fichier texte ASCII qui peut être préparé dans DECKBUILD ou en utilisant n'importe quel éditeur de texte. La préparation du fichier d'entrée en DECKBUILD est préférée, et peut être facilitée par l'utilisation appropriée du menu Commandes de DECKBUILD. Le fichier d'entrée contient une séquence d'instructions. Chaque déclaration se compose d'un mot clé qui identifie la déclaration et un ensemble de paramètres. Le format général est :

<STATEMENT><PARAMETER>=<VALUE>

Quelques conseils sur la structure appropriée des déclarations sont énumérés ci-dessous :

La déclaration doit venir en premier, mais après cela, l'ordre des paramètres dans une instruction n'est pas important.

Il est seulement nécessaire d'utiliser suffisamment de lettres de n'importe quel paramètre pour le distinguer de tout autre paramètre sur la même déclaration. Ainsi, le paramètre Concentration peut être raccourci à Conc. Cependant, le paramètre Région ne peut pas être réduit à R car il ya également le paramètre RATIO associé à la déclaration du dopage.

Les Valeurs Logiques peuvent être explicitement défini comme faux (False) en les faisant précéder par le symbole \wedge .

Toute ligne commençant par # est ignorée. Ces lignes sont utilisées comme des commentaires.

ATLAS peut lire jusqu'à 256 caractères sur une ligne. Cependant, il est préférable de répartir les longues déclarations d'entrée sur plusieurs lignes pour rendre le fichier d'entrée plus lisible. Le caractère \ à la fin d'une ligne indique la continuation.

L'ordre dans lequel les déclarations se produisent dans un fichier d'entrée d'ATLAS est important. Il y a cinq groupes de déclarations, et ceux-ci doivent se produire dans l'ordre correct. Ces groupes sont indiqués dans le Tableau II.1.

Chaque fichier d'entrée doit contenir ces cinq groupes en ordre. Sinon, cela entraînera généralement un message d'erreur et la fin du programme, mais il pourrait également conduire à un mauvais fonctionnement du programme. Par exemple, les paramètres matériels ou modèles figurant dans le mauvais ordre ne peuvent pas être utilisés dans les calculs. L'ordre des déclarations dans la définition du maillage, la définition structurelle, et les groupes de la solution est également important [33].

Tableau II.1. Groupes de commande **ATLAS** avec les déclarations de base dans chaque groupe.

Group		Statements
1. Structure specification	→	MESH REGION ELECTRODE DOPING
2. Material models specification	→	MATERIAL MODELS CONTACT INTERFACE
3. Numerical method selection	→	METHOD
4. Solution specification	→	LOG SOLVE LOAD SAVE
5. Results analysis	→	EXTRACT TONYPLOT

II.4. Contour général de construction d'ATLAS

Dans cette simulation, le transistor IGBT est définie graphiquement dans ATLAS via l'interface Deckbuild. Afin de bien définir une cellule, il est nécessaire d'entrer non seulement les dimensions, mais aussi les propriétés des matériaux. L'organigramme suivant sur la Figure II.4 peut clarifier les étapes pour construire chaque modèle.

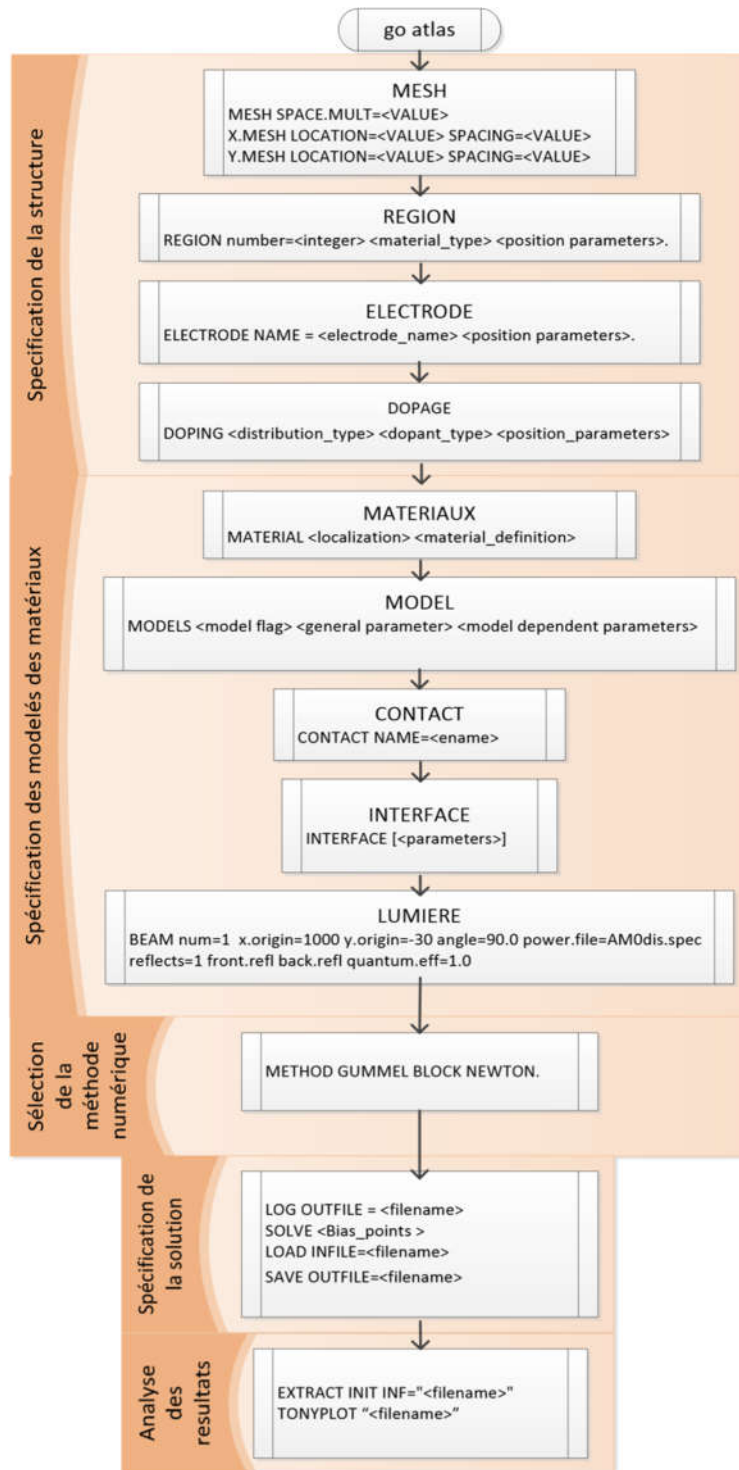


Figure II.4. Organigramme des étapes de construction d'un modèle sur ATLAS.

II.4.1. Mesh :

La première étape dans la construction d'un dispositif après la déclaration go atlas, est de définir le maillage. Le maillage est une grille qui recouvre la zone physique dans lequel le

dispositif est construit et simulé. Le maillage est simplement réalisé par une série de lignes horizontales et verticales définies par l'utilisateur avec un espacement entre eux [34].

Le maillage joue un rôle important pour l'obtention de bonnes simulations. Celui-ci doit être fait avec la plus grande attention pour garantir la fiabilité des résultats. Le choix de maillage doit être fait de façon à avoir un compromis entre la vitesse d'exécution et l'exactitude des résultats [35]. Un exemple de maillage créé dans ATLAS est illustré dans la Figure II.5.

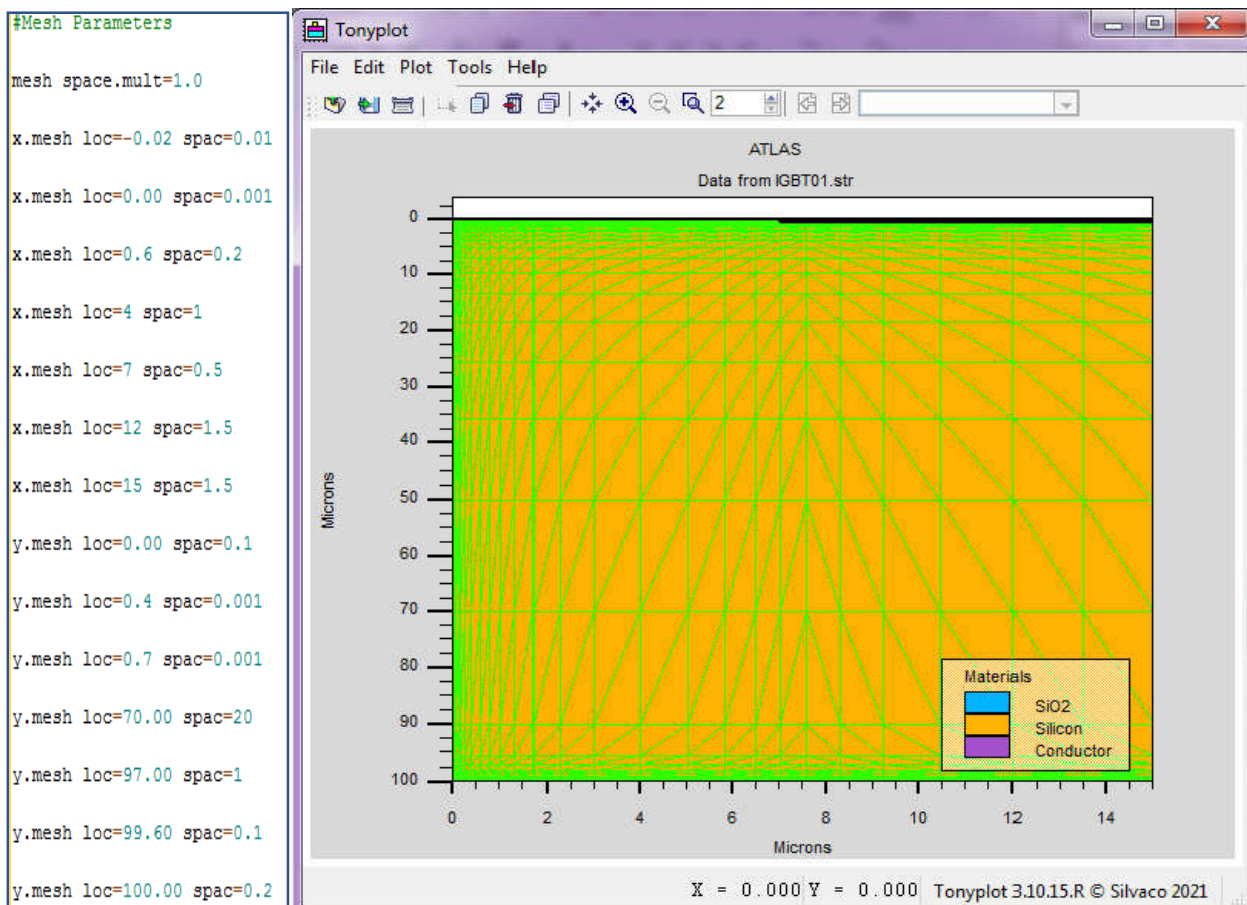


Figure II.5. Atlas mesh.

II.4.2. Région

La déclaration de la région est utilisée pour séparer l'instruction du maillage initial en blocs distincts et définit les paramètres matériels initiaux qui peuvent être désignés plus tard par des numéros de région. Tous les domaines maillés d'une structure doivent être assignés à une région et les régions doivent être ordonnées de la plus basse vers la plus élevée.

Par exemple, la région 2 ne peut pas être définie avant la région 1 [36].

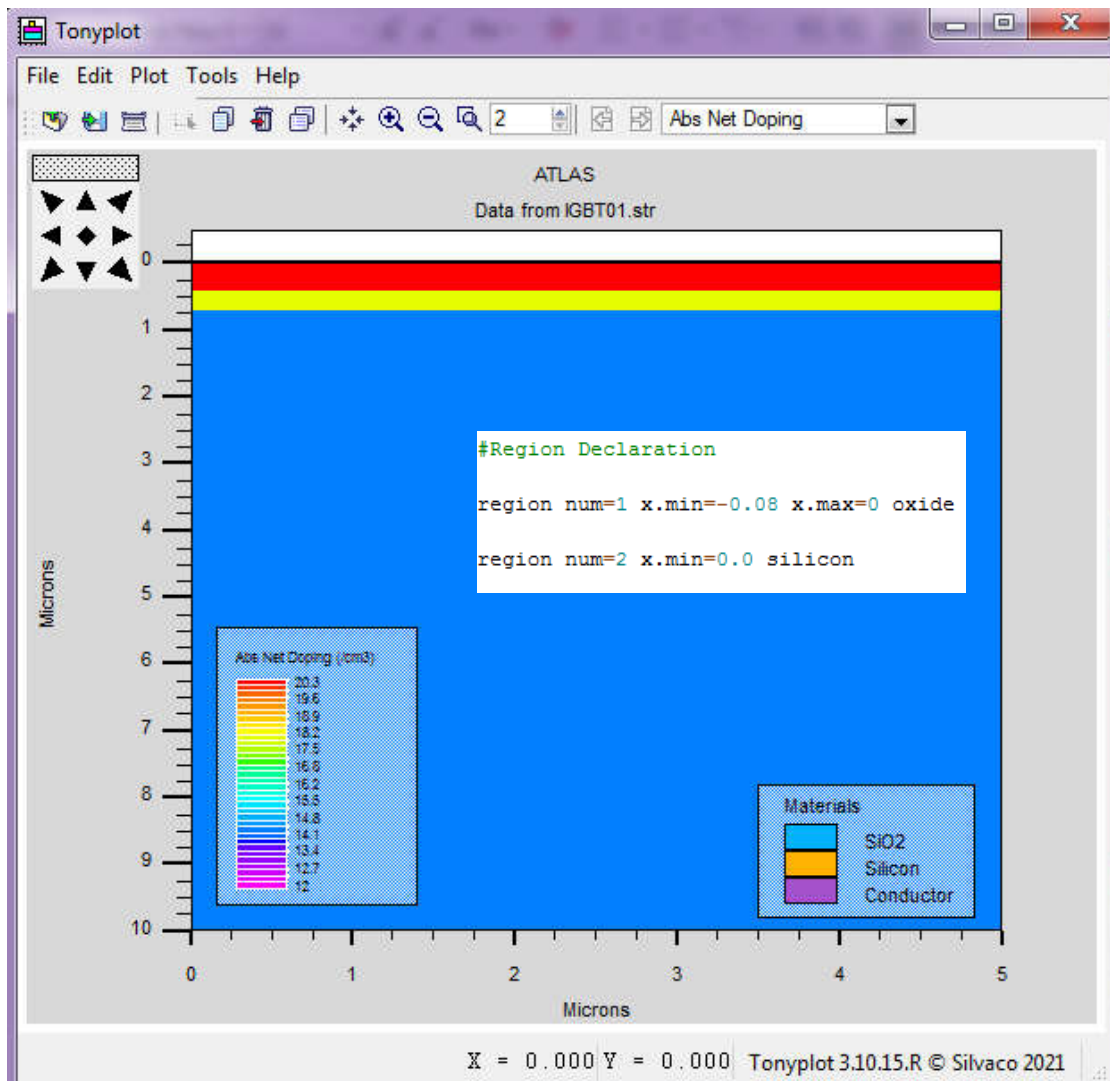


Figure II.6. Régions créées d'un transistor.

II.4.3. Electrode

La définition des électrodes permet de réaliser les contacts Grille, Anode et Cathode [37]. Cependant, SILVACO ATLAS a une limite de 50 électrodes qui peuvent être définis [38].

D'après la figure II.7, la déclaration des électrodes est définie pour l'anode et la cathode. A noter que la cathode est définie avec de l'argent en tant que matériau.

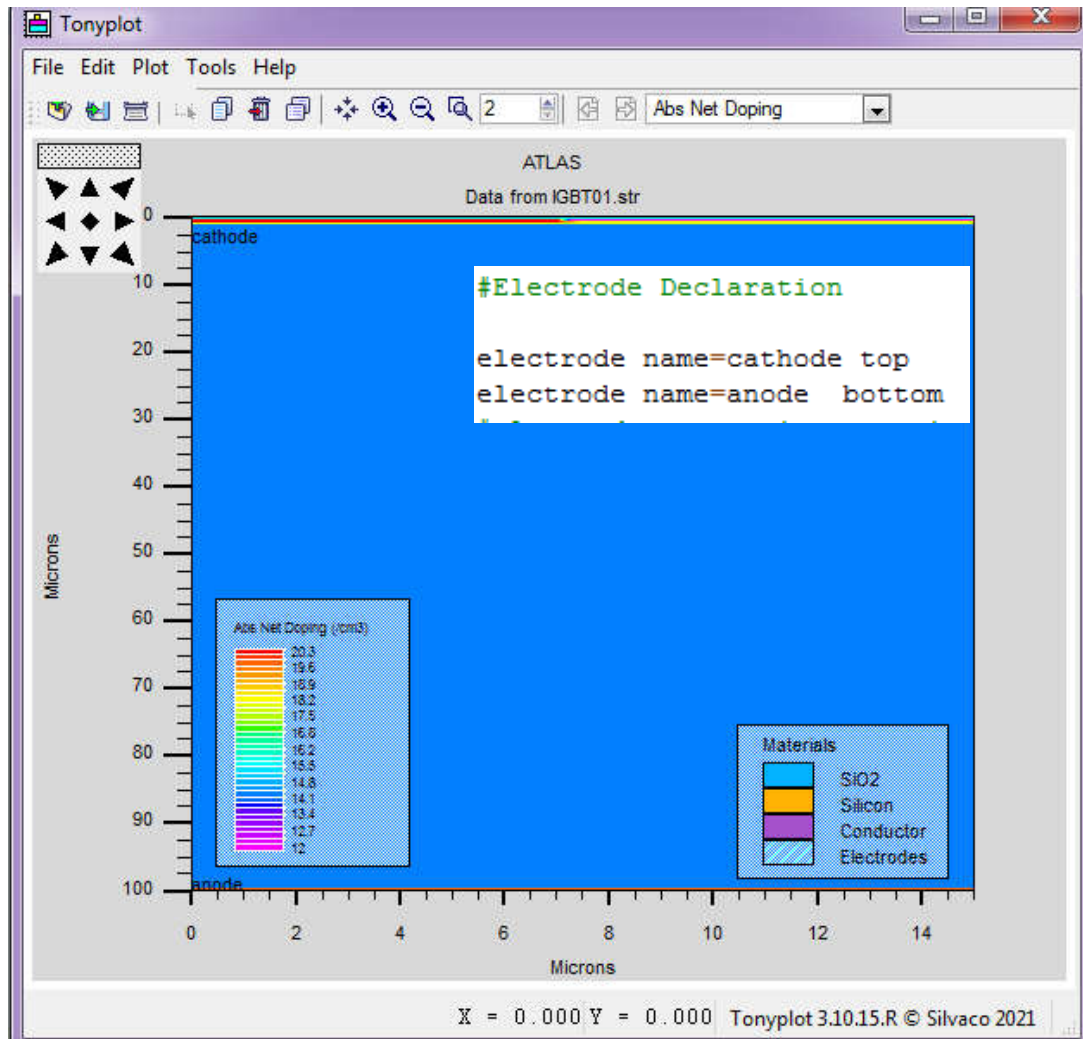


Figure II.7. Déclaration des électrodes dans ATLAS.

II.4.4. Dopage

Le dernier aspect de la construction de la structure est le dopage. Le dopage peut être de type n ou p, aussi la distribution peut être uniforme, gaussien, etc... [37].

Dans la figure II.8, exemple de dopage.

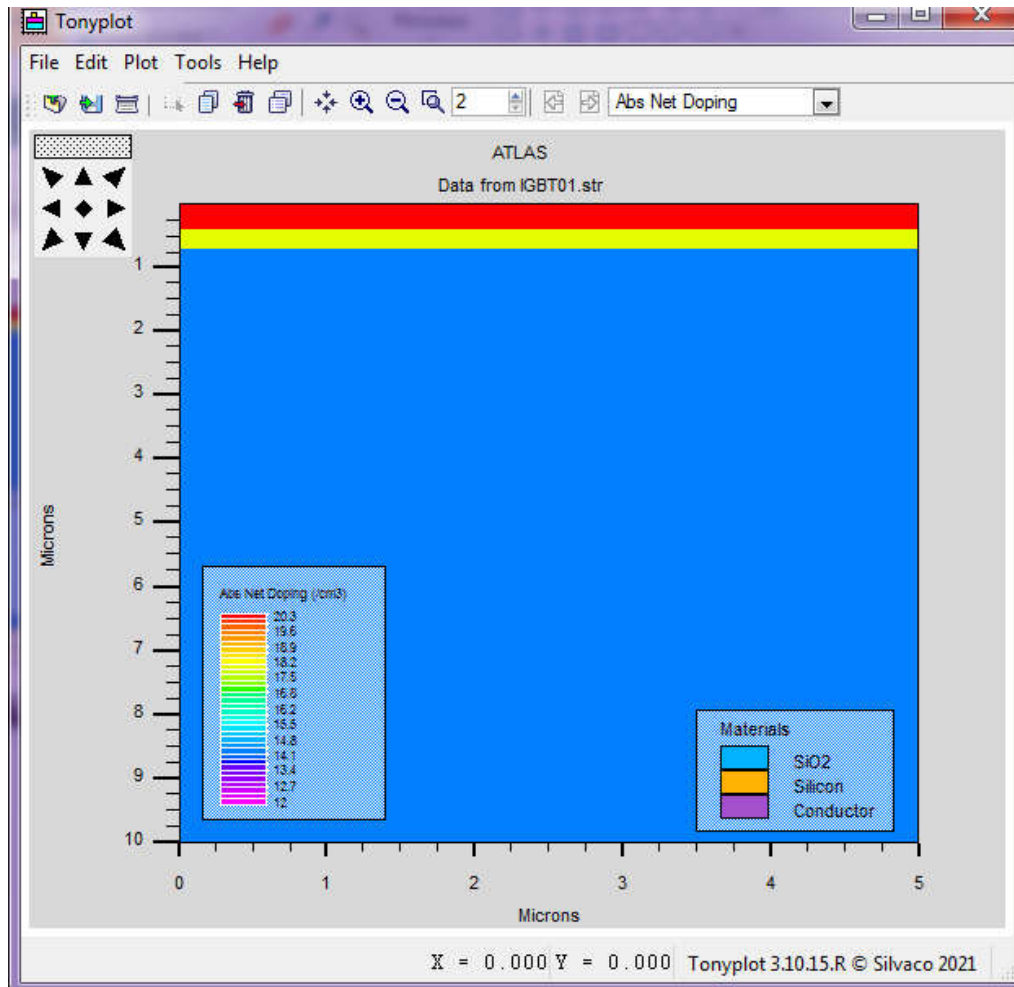


Figure II.8. ATLAS dopage.

II.4.5. Matériel

Une fois que la structure est complètement assemblée, les matériaux utilisés pour construire le dispositif doivent eux-mêmes être définis. La déclaration matérielle permet la spécification de certains paramètres de base. Ces valeurs peuvent s'appliquer à un matériau ou à une région [39].

La capacité la plus importante que les déclarations matérielles permettent est la création des matériaux définis par l'utilisateur. L'utilisateur peut utiliser arbitrairement n'importe quel matériau lors de la définition d'une structure, puis modifier l'ensemble de ses propriétés pour correspondre à celle d'un matériau désiré.

Bien que le matériel porte le nom du matériau choisi, il agira fonctionnellement comme n'importe quel matériau l'utilisateur le désire [40].

II.4.6. Modèles Physiques

Les modèles physiques se répartissent en cinq catégories : la mobilité, la recombinaison, les statistiques des porteurs, l'ionisation par impact, et l'effet tunnel.

Le choix du modèle dépend des matériaux choisis pour la simulation. L'exemple ci-dessous active plusieurs modèles.

```
MODELS CONMOB FLDMOB SRH
```

CONMOB est le modèle de mobilité dépendant de la concentration du dopage. FLDMOB est le modèle de mobilité dépendant du champ électrique parallèle. SRH est le modèle ShockleyRead-Hall pour les statistiques des porteurs de charge [38].

II.4.7. Contacts

Indique les attributs physiques d'une électrode (résistivité, travail de sortie...) [37].

II.4.8. Interface

Indique les paramètres d'interface aux frontières des semi-conducteurs ou des isolants. Tous les paramètres s'appliquent seulement aux nœuds de frontière exceptés là où ils sont déjà indiqués [37].

II.4.9. Lumière

Lorsque l'éclairage est important pour un dispositif, il y a la possibilité d'utiliser un certain nombre de sources lumineuses et d'ajuster leur emplacement, l'orientation et l'intensité. Le spectre de la lumière peut être décrit avec tous les détails nécessaires [41].

II.4.10. Méthode de la solution

ATLAS contient plusieurs méthodes numériques pour calculer les solutions aux problèmes de dispositif à semi-conducteur. Il existe trois principaux types de méthodes numériques. La première méthode est la méthode de GUMMEL qui est utile lorsque le système d'équations est faiblement couplé mais a seulement la convergence linéaire.

La méthode suivante est méthode de NEWTON, qui est utile lorsque le système d'équations est fortement couplé et a convergence quadratique. Cette méthode prend plus de temps pour résoudre les quantités qui sont essentiellement constantes ou faiblement couplées et exige également une estimation initiale plus précise du problème pour obtenir la convergence. La dernière méthode est la méthode des blocs qui peut fournir des temps de simulation plus rapides [34].

II.4.11. Spécification de la solution

Cette section de la plate-forme d'entrée est où la simulation fait ses calculs à résoudre pour le dispositif spécifié. Elle est divisée en quatre parties : Log, Solve, Load, et Save.

L'instruction Log crée le fichier de sauvegarde de l'état d'équilibre, transitoires ou DC, données déterminées par une déclaration Solve après la déclaration Log.

La déclaration Solve suit une instruction Log et calcule les informations relatives à un ou plusieurs points de polarisation.

Les instructions Load et Save sont utilisés ensemble pour aider à créer de meilleures estimations initiales pour les points de polarisation. L'instruction Save sert d'abord à stocker toutes les informations sur les points de polarisation, et plus tard l'instruction Load est utilisée pour récupérer ces informations et l'aide dans la solution [34].

II.4.12. Extraction des données et traçage

Une fois qu'une solution est trouvée pour le problème du dispositif, l'information peut être visualisée graphiquement avec TONYPLOT. En plus, les paramètres des dispositifs peuvent être extraits par la déclaration EXTRACT [38].

II.5. Paramètres physiques de la simulation

Nous allons réaliser des simulations numériques du transistor IGBT en 2D sous l'outil Atlas. Notre simulation numérique est consistée tout d'abord à concevoir la structure, puis à faire une résolution numérique. La conception de la structure comprend la définition du maillage, la définition des différentes régions du dispositif, des électrodes et des dopages (niveau et profil). La résolution numérique comprend la détermination des choix des modèles physiques et des méthodes mathématiques utilisés par le simulateur pour trouver la solution.

1 Modèles pour la simulation

Afin de simuler l'appareil avec précision, divers modèles doivent être incorporés dans l'environnement de simulation. Les modèles physiques sont spécifiés à l'aide des instructions MODELS et IMPACT. Les paramètres de ces modèles apparaissent sur de nombreuses instructions, y compris MODELS,

IMPACT, MOBILITÉ et MATÉRIEL.

Les modèles physiques peuvent être regroupés en cinq classes : mobilité, recombinaison, statistiques des porteurs, ionisation par impact et effet tunnel [29]. Les tableaux suivants donnent un bref aperçu des modèles utilisés

Tableau III.1. Modèles de transporteur et de statistiques

Modèles	Syntaxe	Description
Fermi-Dirac	FERMI	Concentrations réduites en porteurs dans les produits fortement dopés régions (approche statistique)
Bandgap Narrowing	BGN	Important dans les régions fortement dopées pour tenir compte rétrécissement de la bande interdite. Critique pour le gain bipolaire.

Tableau III.2. Modèles de mobilité

Modèles	Syntaxe	Description
Concentration dependent	CONMOB	valide à 300K pour Si et GaAs uniquement. Les usages loi de puissance simple dépendance à la température.
Concentration and Temperature Dependent	ANALYTIC-QUE	Formule de Caughey-Thomas [29]. Réglé pour 77-450K.
Lombardi (CVT) Model	CVT	Modèle complet avec concentration, température, champ électrique parallèle et perpendiculaire et effets. Bon pour les appareils non planaires.
Klaassen Model	KAL	Comprend la concentration, la température et l'électron dépendante de la concentration. Applique la mobilité séparée aux porteurs majoritaires et minoritaires.
Parallel Electric Field Dependence	FLDMOB	Nécessaire pour modéliser tout type de vitesse effet de saturation.
Watt Model	SURFMOB	Modèle de champ transversal appliqué aux nœuds de surface uniquement.

Tableau III.3. Modèles de recombinaison

Modèles	Syntaxe	Description
Shockley-Read-Hall	SRH	Utilise des durées de vie des porteurs minoritaires fixes.
Concentration Dependent	CONSRH	Utilise des durées de vie dépendantes de la concentration.
Auger	AUGER	Transition directe de trois transporteurs. Important à haute densités actuelles.

Tableau III.4. Modèles d'impact d'ionisation

Modèles	Syntaxe	Description
Selberrherr	SELB	Comprend des paramètres dépendant de la température pour ionisation par impact dans le réseau Si

Tableau III.5. Modèles de tunnels

Modèles	Syntaxe	Description
Band-to-Band (standard)	BBT.STD	Pour les transitions directes. Obligatoire avec des champs très élevés.

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une description relativement détaillée sur le logiciel de simulation SILVACO-ATLAS. Nous avons défini sa structure, ses outils et ses capacités permettant de calculer tous les paramètres internes et externes liés à un transistor bipolaire à grille isolée IGBT et générer ainsi ses caractéristiques électriques, une étude qui fera en détail l'objet du prochain chapitre pour le transistor bipolaire à grille isolée IGBT.

Simulation du transistor IGBT par TCAD

III.1. Introduction

La simulation numérique, appelée encore simulation informatique, est en fait une adaptation de la modélisation mathématique aux moyens informatiques. Le domaine de la modélisation et la simulation des dispositifs IGBT est considéré comme un domaine très important, dans le but d'économiser le temps et le coût de développement, et ainsi de pouvoir envisager et optimiser des solutions pour améliorer les performances des dispositifs. Nous utilisons ici Silvaco (ATLAS) comme outil TCAD de simulation ; celui-ci est très connu dans le domaine de la simulation numérique. Son principe est basé sur un système d'équations différentielles traduisant localement le comportement physique d'un composant, comme l'équation de Poisson, l'équation de continuité etc. Ces équations sont résolues globalement par la méthode des éléments finis, ce qui permet d'avoir l'ensemble des grandeurs physiques (densité de courant, potentiel, ...) pour chaque position à l'intérieur de ces composants.

III.2. Simulation et caractérisation du transistors IGBT

III.2.1. Description de la structure simulée

La structure (illustrée à la Figure III.1) comprend une région de base N de 98,9 μm avec une couche épitaxiale sur la face inférieure de 400 nm d'épaisseur qui sert de collecteur et sur la face supérieure. la couche épitaxiale de canal P+ d'une épaisseur de 300 nm et au-dessus une couche N+ de 400 nm formant la région d'émetteur.

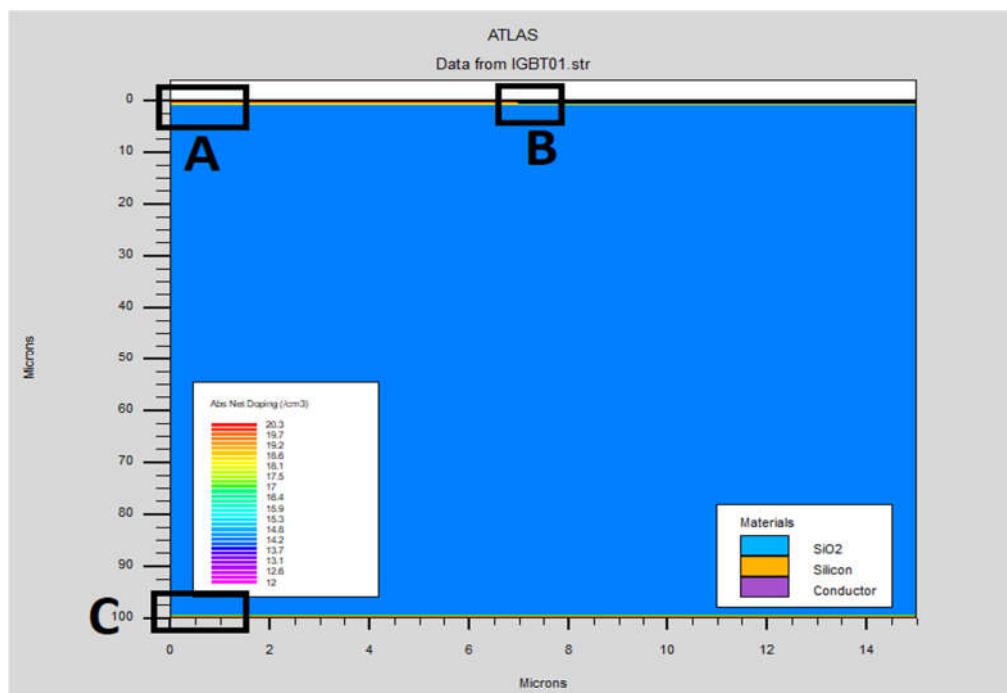


Figure III.1. Structure générale du transistor.

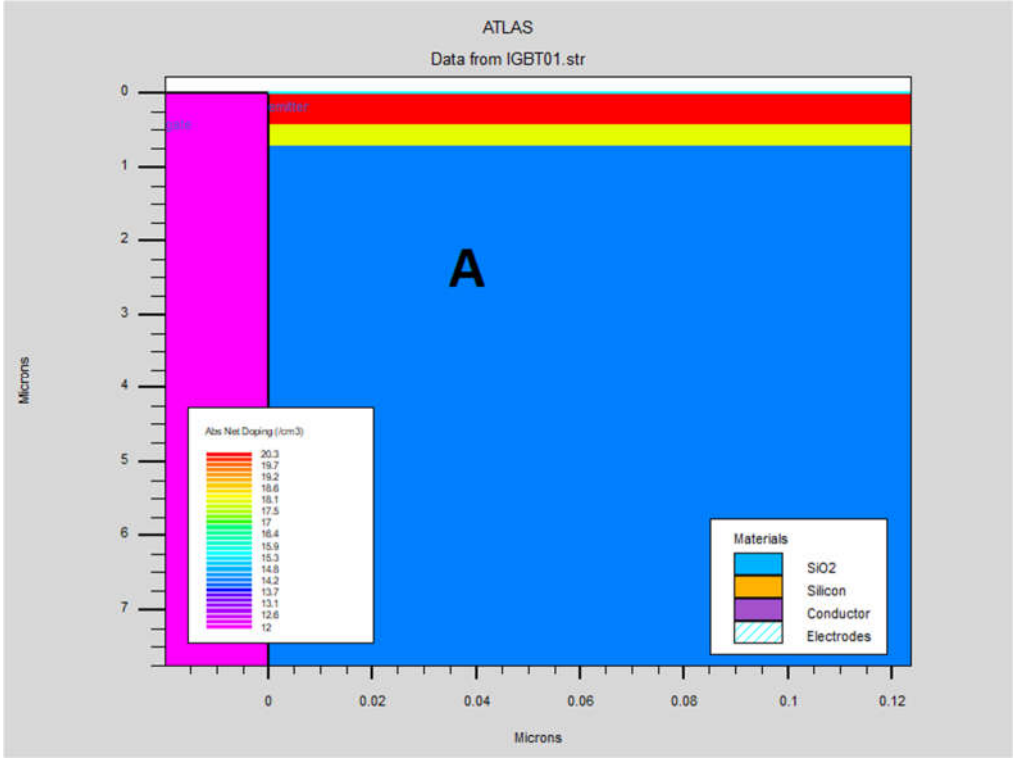


Figure III.2. Région A marquée sur la Figure. III.1

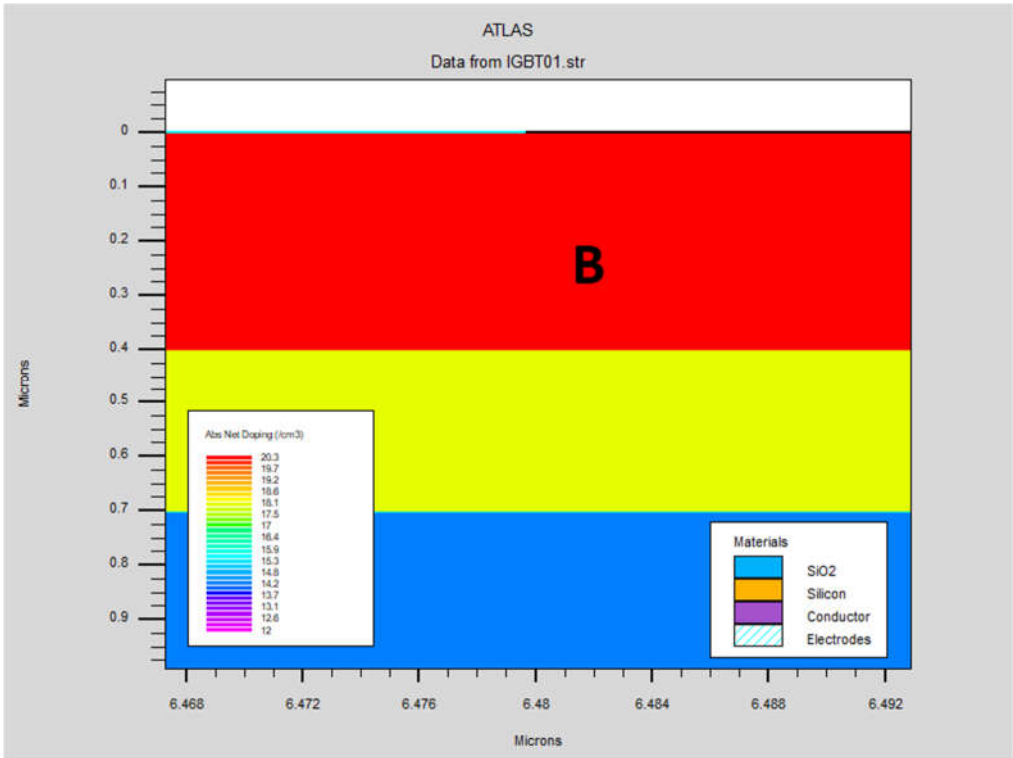


Figure III.3. Région B marquée sur la Figure. III.1

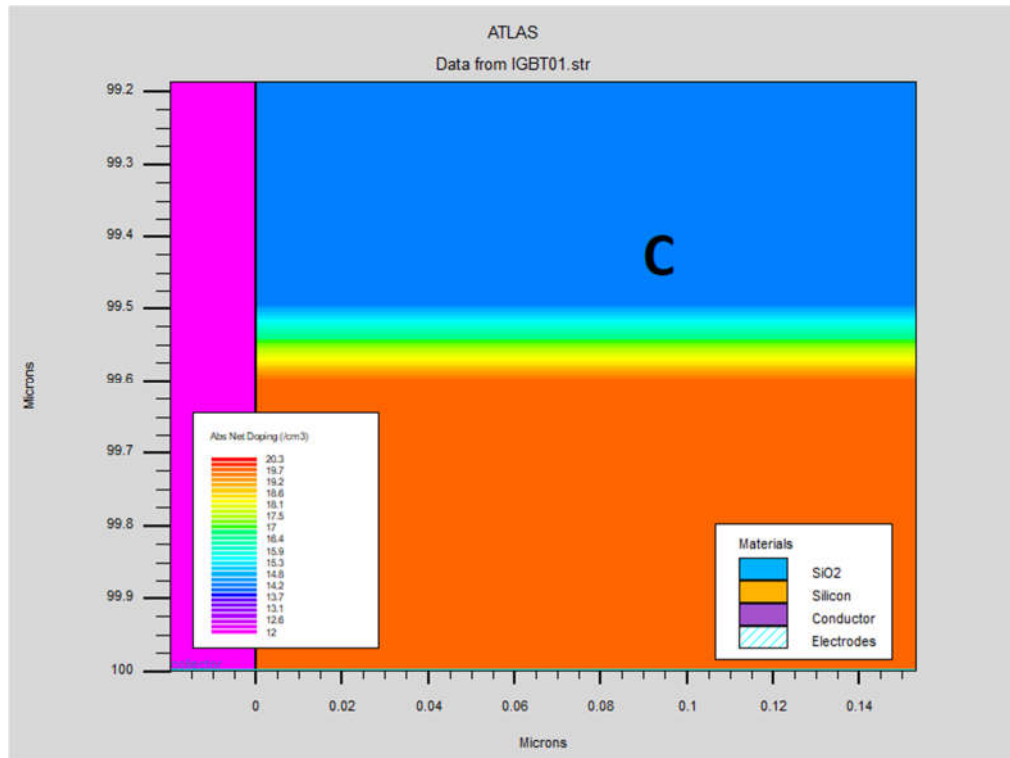


Figure III.4. Région C marquée sur la Figure. III.1

III.2.2. Concentration de dopage

Les concentrations de dopage des couches sont un paramètre important dans la mise au point de l'appareil. Il affecte grandement la résistance à l'état passant (on- résistance) et la tension de claquage qu'il peut supporter. Le profil de dopage de la structure simulée est illustré à la figure III.5. Il est à noter qu'en raison de la croissance épitaxiale des couches le profil de dopage est uniforme et abrupt aux jonctions par opposition au profil gaussien en diffusion ou en implantation ionique.

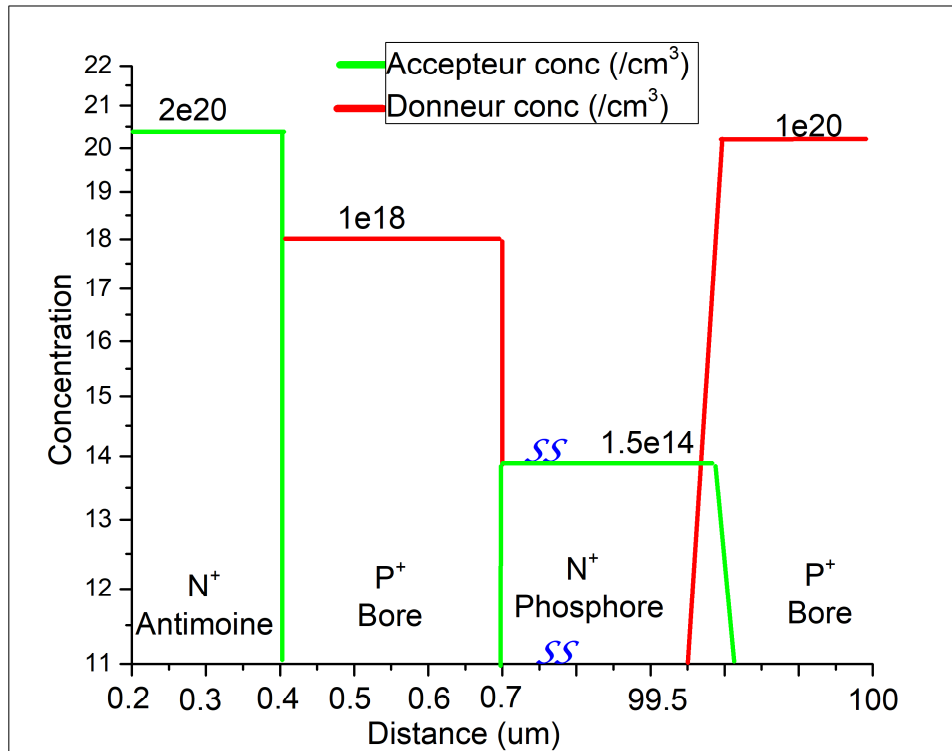


Figure III.5. Profil de dopage de l'IGBT.

III.2.3. Diagramme de bande d'énergie

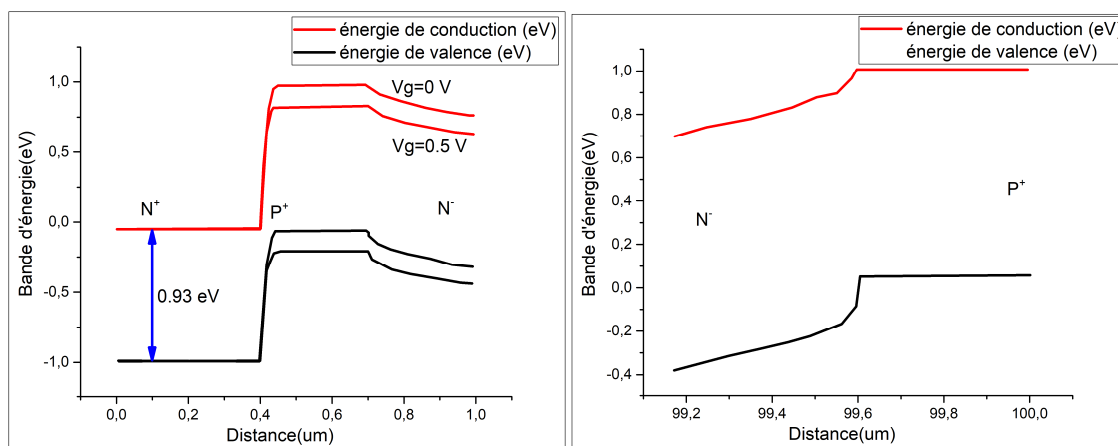


Figure III.6. Diagramme d'énergie de l'IGBT

Les bandes d'énergies sont montrées dans la Fig. III.6 sur une ligne de coupe verticale ($x=2\text{microns}$).

Sur la figure III.6 (à gauche), nous voyons le diagramme d'énergie du composant MOS de l'IGBT. Le décalage vers le bas de l'énergie de la région du canal avec l'application de la tension de grille est également représenté dans le diagramme.

III.2.4. Mobilité des électrons et des trous

Les valeurs de mobilité des électrons et des trous sont des paramètres importants qui doivent être connus pour divers calculs tels que la longueur effective du canal et la résistivité. Le modèle de D. B. M. Klaassen [42], fournit une description unifiée sur la mobilité des porteurs majoritaires et minoritaires. Ce faisant, il inclut les effets de la diffusion sur réseau, de la diffusion des impuretés (avec filtrage des porteurs chargés), de la diffusion porteur-porteur et des effets de regroupement d'impuretés à haute concentration.

La mobilité totale peut être décrite par ses composantes en utilisant la règle de Mathiesen comme :

$$\mu_{n0}^{-1} = \mu_{nL}^{-1} + \mu_{nDAP}^{-1}$$

$$\mu_{p0}^{-1} = \mu_{pL}^{-1} + \mu_{pDAP}^{-1}$$

Où

μ_{n0}^{-1} , μ_{p0}^{-1} = Mobilités totales des électrons ou des trous

μ_{nL0}^{-1} , μ_{pL0}^{-1} = mobilités des électrons et des trous dues à la diffusion sur réseau

μ_{nDAP}^{-1} , μ_{pDAP}^{-1} = mobilités des électrons et des trous dues au donneur (D), à l'accepteur (A),

tramage (P) et diffusion porteuse-porteuse

La figure III.7 montre la mobilité simulée des électrons et des trous sur une ligne de coupe verticale d'un IGBT. Comme prévu, la mobilité des porteurs est plus élevée à faible concentration de dopage alors qu'elle est considérablement réduite dans les régions fortement dopées.

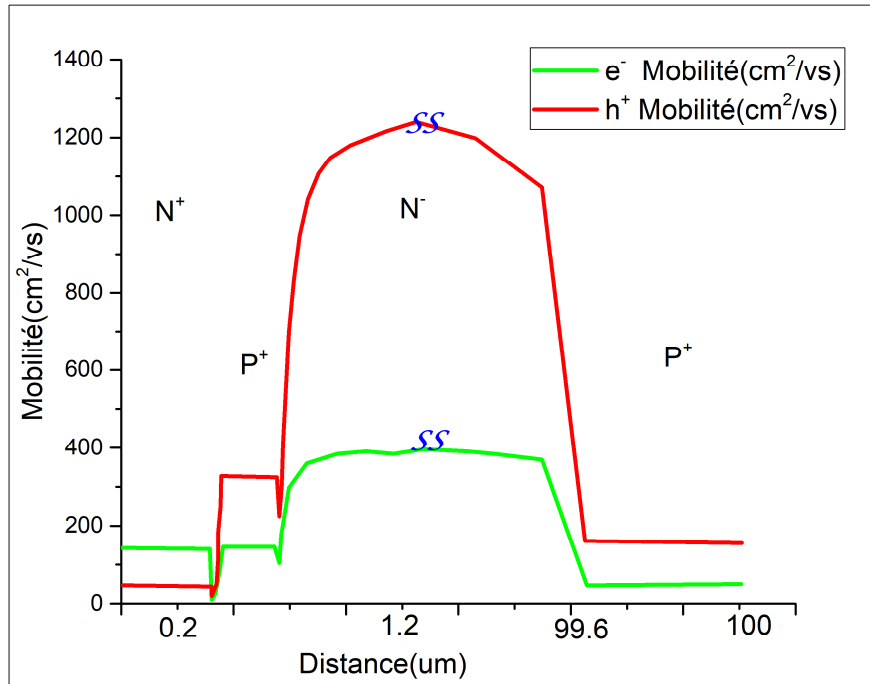


Figure III.7. Mobilité des électrons et des trous dans l'IGBT.

III.2.5.Champ électrique

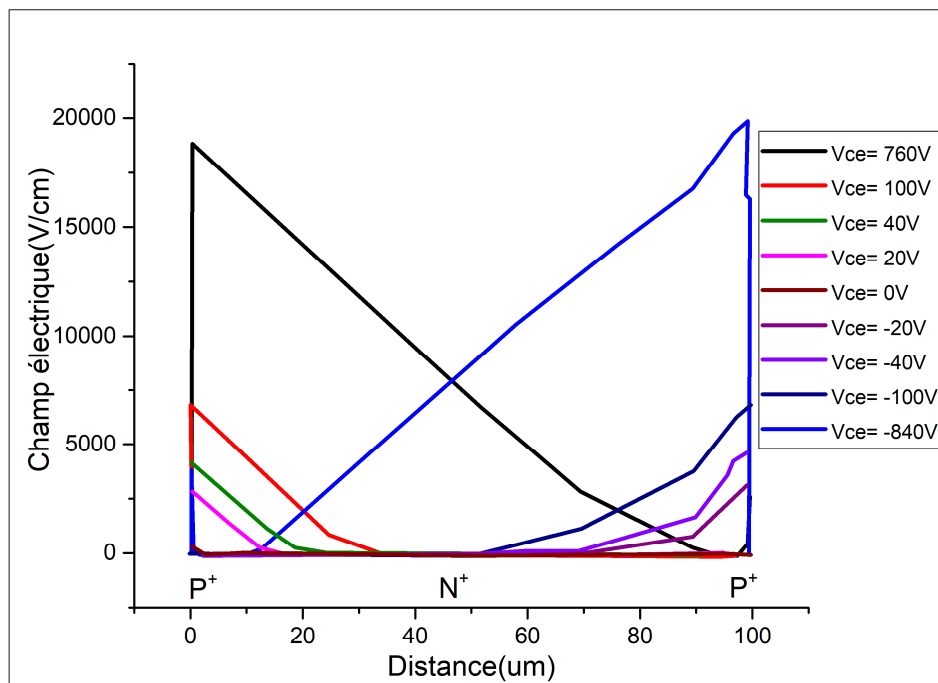


Figure III.8. Champ électrique d'une ligne de coupe verticale IGBT (vertical cutline).

Le champ électrique de l'IGBT est similaire à celui d'un IGBT conventionnel où, pendant le mode de blocage direct, un champ électrique élevé est développé à la jonction de la région du canal P+ et de la région de la base N tandis que pendant le mode de blocage inverse, un champ électrique élevé. Le champ est développé à la jonction de la région de base N et de la région de collecteur P+.

Le graphique de la figure III.8 représente le champ électrique le long d'une ligne de coupe verticale de l'IGBT en mode de blocage avant et arrière. Pendant le mode de blocage avant

III.3. Caractéristiques statiques de l'IGBT

La section suivante traite des caractéristiques statiques de l'IGBT conçu.

Les caractéristiques de sortie de l'appareil sont illustrées à la Figure. III.9 et à la Figure. III.10 tandis que la caractéristique de transfert est illustrée à la Figure. III.11.

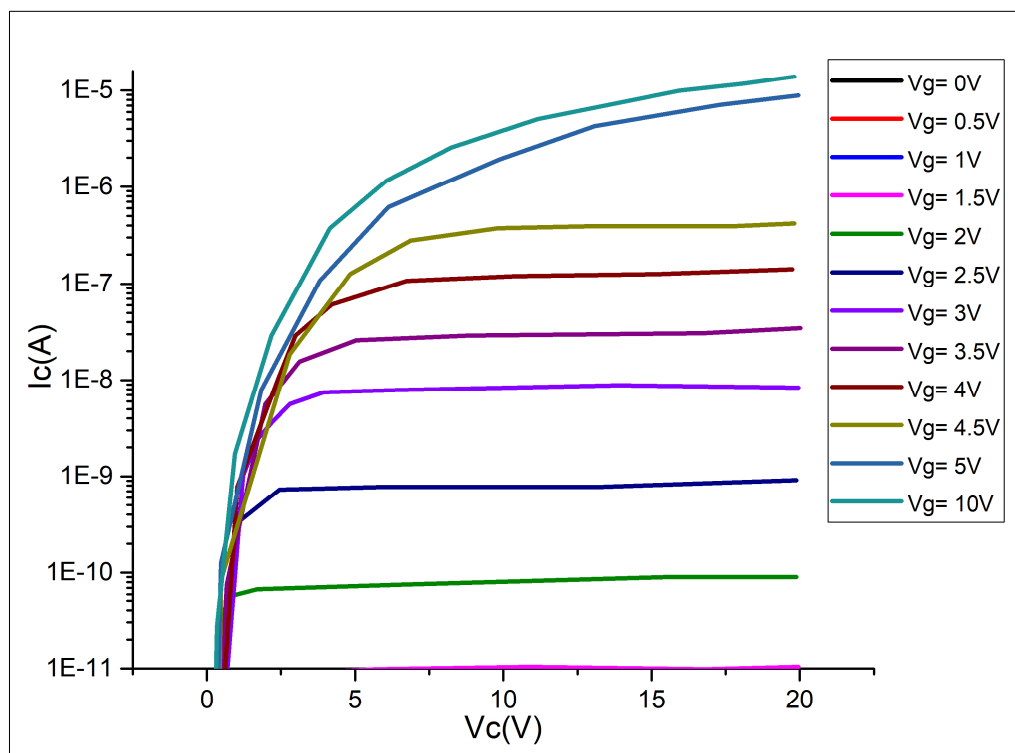


Figure III.9. Caractéristiques de sortie de l'IGBT (échelle logarithmique)

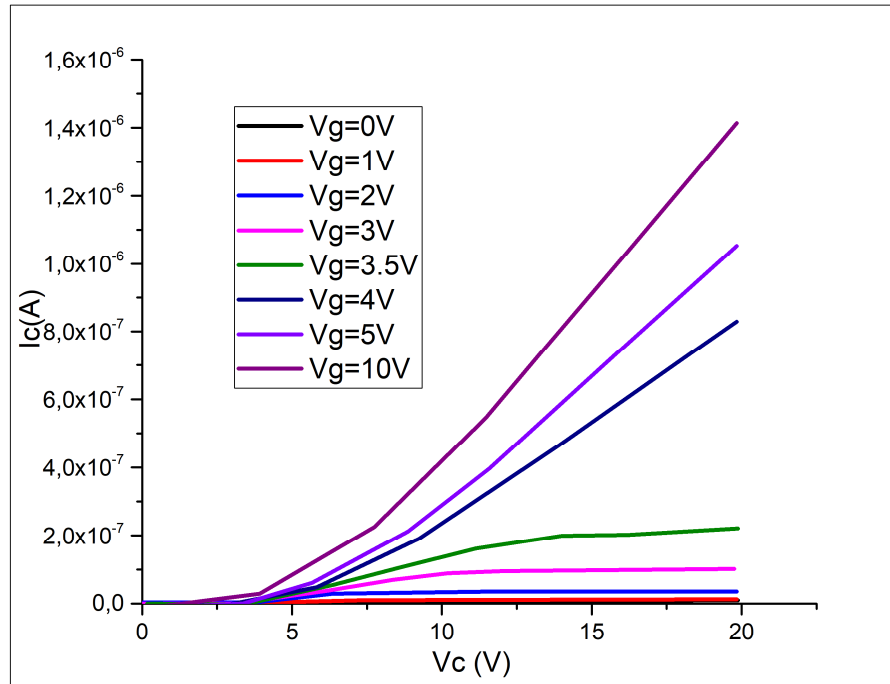


Figure III.10. Caractéristiques de transfert de l'IGBT (échelle linéaire)

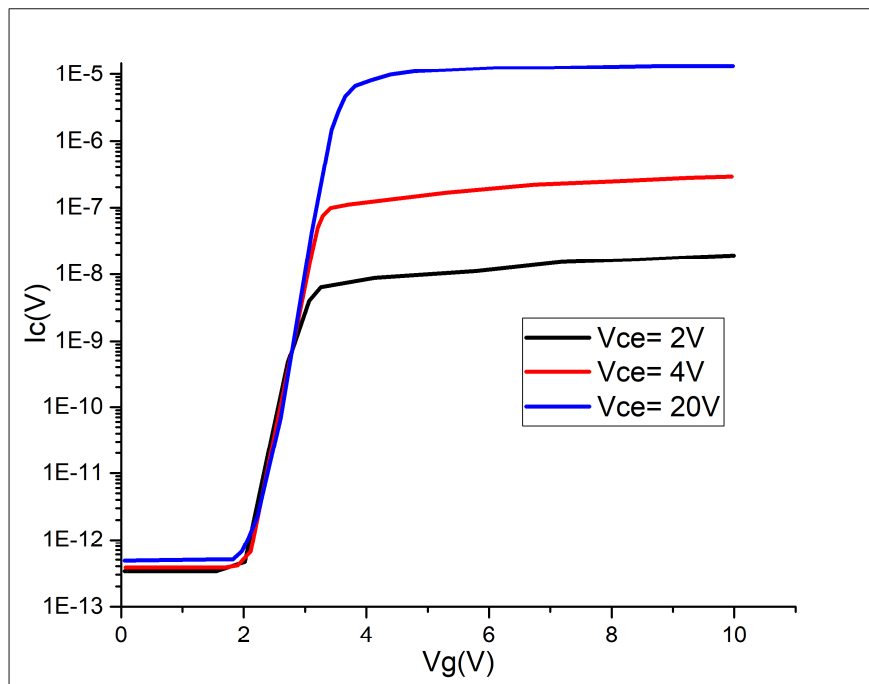


Figure III.11. Caractéristiques de transfert de l'IGBT (échelle logarithmique)

On peut observer que le niveau de courant maximum est de l'ordre de 10^{-5} A. La surface du dispositif est de $15\mu\text{m}$ donc la densité de courant maximum est de l'ordre de $66,66 \text{ A/cm}^2$. On

peut également observer que la réponse de la porte est comprise entre 2 et 4V. Le rapport I_{ON} à I_{OFF} est de l'ordre de 10^7 . D'après la figure III.11, la tension de seuil de l'IGBT est d'environ 3V.

III.3.1. Ajout de paramètres non idéaux à la simulation

La simulation effectuée jusqu'à présent utilise des paramètres de dispositif idéaux, mais lors de la fabrication, de nombreuses paramètres de non-idéalités sont ajoutées en raison des contraintes des machines utilisées dans la fabrication.

Deux de ces paramètres les plus importants sont la résistance de contact des électrodes et la charge fixe de l'interface Si-isolant. Ces paramètres ont été ajoutés à la simulation pour obtenir une simulation plus précise du dispositif. La résistance de contact des électrodes est d'environ 1×10^{-5} ohm/cm² et la charge fixe présente dans l'oxyde de grille est statistiquement de 8×10^{11} cm⁻². La simulation résultante est montrée dans la figure III.12.

On peut observer que la limite de courant maximum ne change pas mais que le courant de coupure du dispositif augmente d'une quantité significative avec l'ajout de la charge fixe dans l'interface Si-isolant et l'ajout de la résistance de contact des électrodes dans le dispositif.

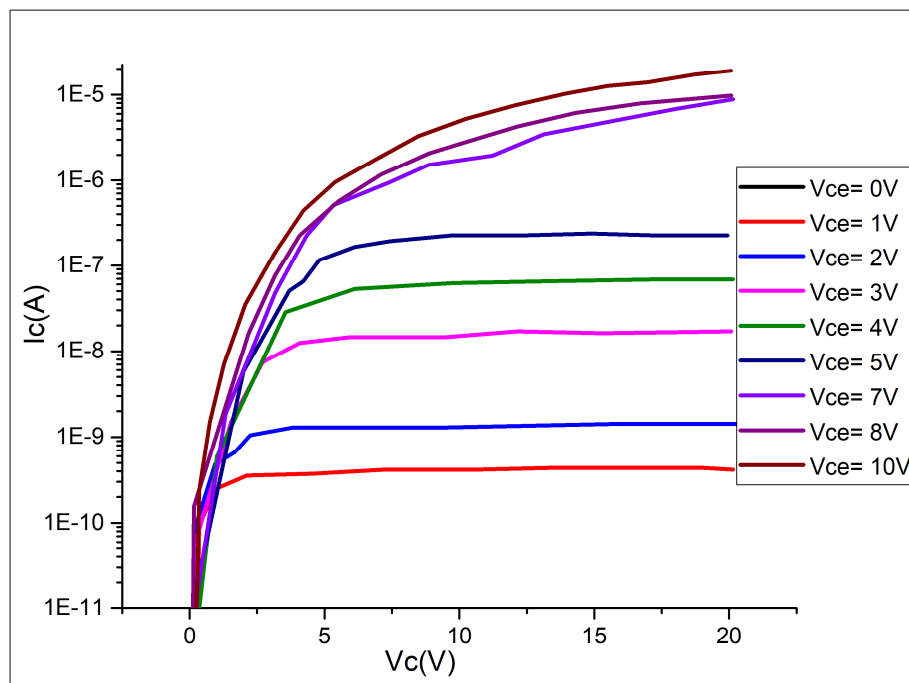


Figure III.12. Caractéristiques de transfert avec des paramètres spécifiques à la fabrication.

III.3.2. Simulation de la tension de claquage d'IGBT

Une simulation de la tension de claquage de l'IGBT a été effectuée pour avoir une idée de la tension de claquage attendue de l'appareil dans la région polarisée en direct et en inverse.

Le résultat de la simulation est représenté sur la Figure. III.13.

Selon les simulations,

- Tension de claquage directe = 771 V
- Tension de claquage inverse = 846 V

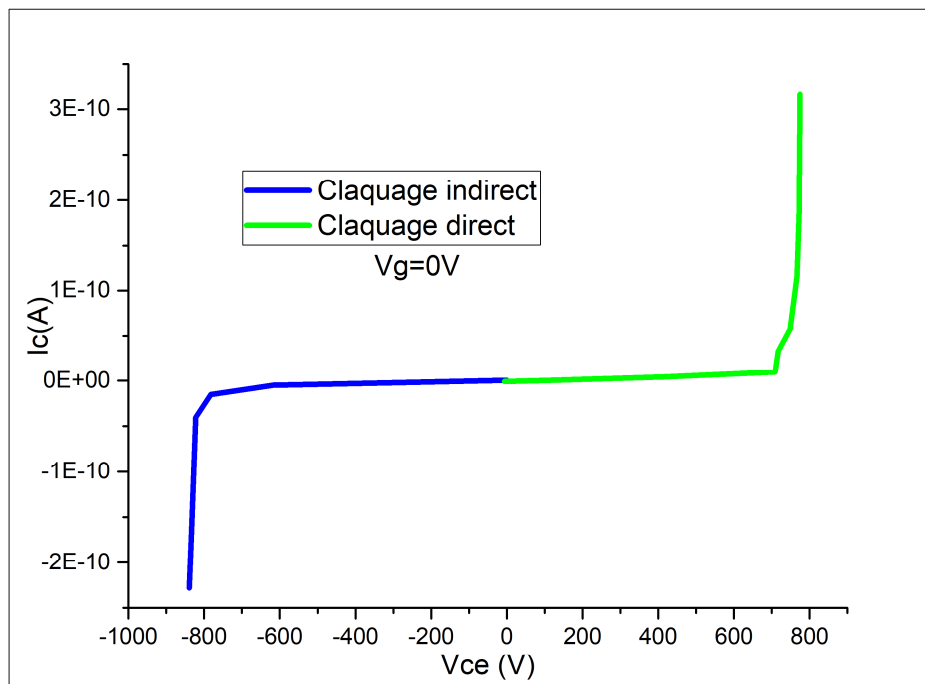


Figure III.13. Simulation de tension de claquage.

III.4. Caractéristiques de polarisation inversée

Jusqu'à présent, nous avons discuté des caractéristiques de sortie directe du dispositif, c'est-à-dire le dispositif fonctionnant en mode de blocage direct et en mode de conduction directe. Cependant, lorsque le dispositif a été polarisé en mode de blocage inversé, il a été observé que la capacité de blocage du dispositif n'était pas présente. La caractéristique de sortie complète en mode polarisé direct et inverse est illustrée à la Figure.III.14.

La raison est la jonction p-n supérieure entre l'émetteur et la région du canal qui présente de nombreuses déformations qui empêche le dispositif de bloquer la polarisation inverse. Afin de vérifier la qualité des jonctions, un ensemble de mesures électriques a été réalisé et présenté dans la section suivante

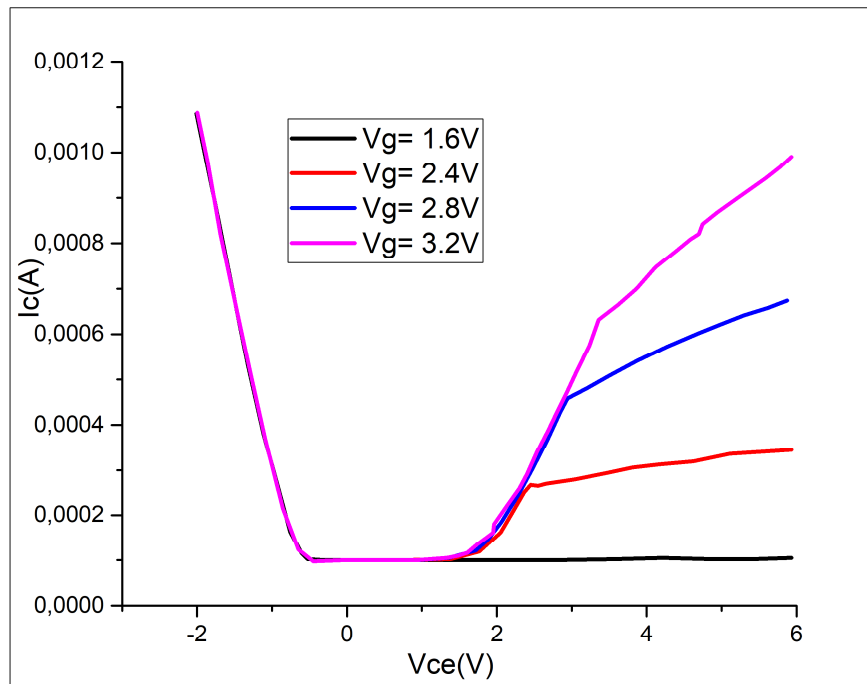


Figure III.14. Caractéristiques de sortie inversée

III.4.1. Caractéristiques de la jonction P-N

Pour comprendre où se situe le problème des caractéristiques inverses, nous avons étudié les caractéristiques de jonction des 2 jonctions sur 3 dans notre IGBT. Les jonctions p-n qui pouvaient être mesurées étaient la jonction inférieure entre la couche de dérive N et la région du collecteur P+. Cette caractéristique est illustrée à la Figure.III.15. On peut clairement voir que les caractéristiques inverses de la jonction inférieure souffrent d'un claquage à un stade très avancé. Cependant, la jonction intermédiaire entre la couche de canal et la couche dérive présente une bonne caractéristique tel que représenté sur la figure III.16.

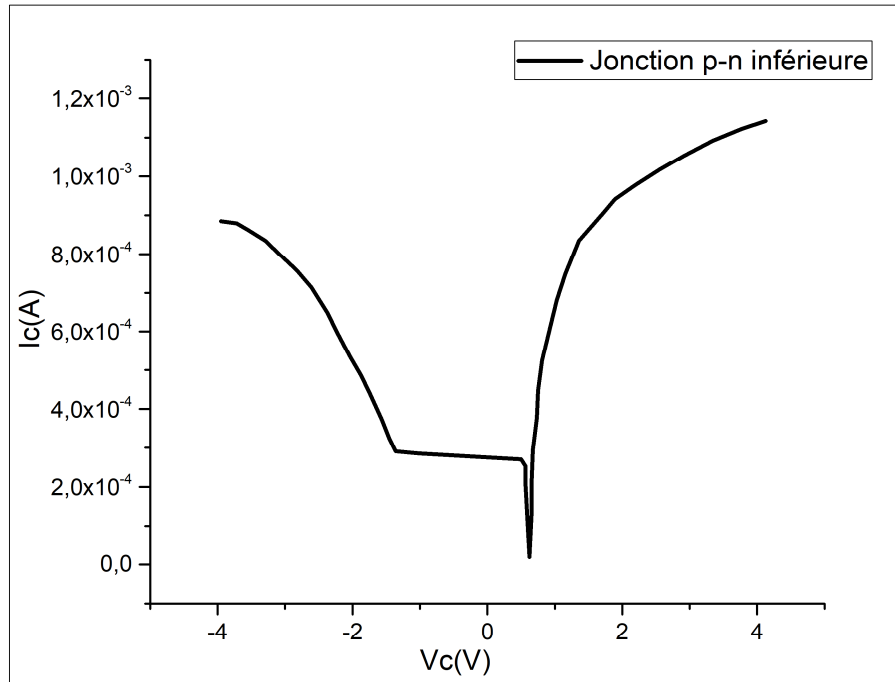


Figure III.15. Caractéristiques de la jonction P-N inférieure

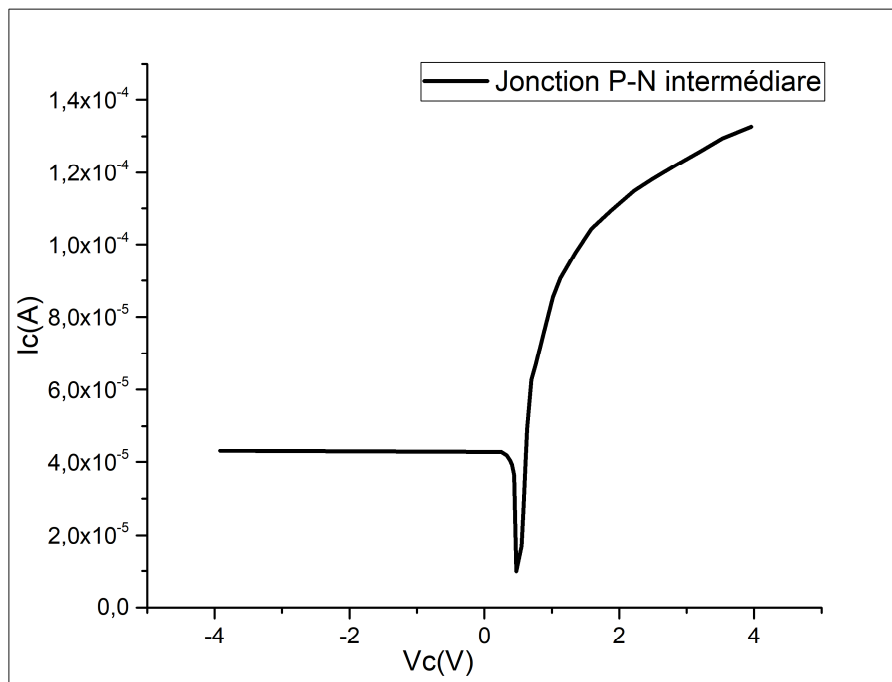


Figure III.16. Caractéristiques de la jonction P-N intermédiaire

III.5. Conclusion :

Ce chapitre est consacré à la simulation de transistors IGBT à partir de logiciels commerciaux. Nous avons utilisé ici le logiciel commercial ATLAS de Silvaco comme outil de simulation ; celui-ci est très connu dans le domaine de la simulation numérique. Les options choisies pour la simulation et le jeu de paramètres déterminé pour la jonction P-N inférieure et intermédiaire permettent de reproduire les caractéristiques I-V d'un transistor à effet de champ. La simulation rend aussi compte de l'effet de la longueur du canal sur les caractéristiques des transistors organiques, ainsi que de l'influence de la largeur du canal.

Nous avons également montré le potentiel des simulations 2D pour étudier des transistors IGBTs à effet de champ. Ainsi, à travers toute l'étude, nous avons fait un effort pour garder un bon équilibre entre la théorie et les expériences.

Conclusion générale

Conclusion Générale

L'objectif de notre travail était d'étudier les paramètres technologiques et électriques d'un transistor IGBT à l'aide du simulateur TCAD-SILVACO.

Après avoir rappelé dans la première partie du manuscrit les notions de base sur les semi-conducteurs de la filière III-N, notamment leur structure, la notion de porteurs de charges, le transport des charges et le principe de fonctionnement des transistors IGBT, nous avons entrepris, dans la seconde partie, les transistors IGBT.

La simulation a été effectuée au moyen du simulateur TCAD-SILVACO, qui permet la modélisation du comportement technologique et électrique des composants à base de semi-conducteurs. Nous avons ensuite mis au point, à travers un ensemble de modèles physiques sur lesquels est basé le logiciel, la simulation des différents paramètres technologiques et géométriques, à l'aide de l'outil Atlas de TCAD-SILVACO. L'ensemble des simulations par Atlas nous a permis d'obtenir un cahier des charges qui regroupe tous les paramètres technologiques et géométriques du dispositif à étudier.

A la fin de cette thèse nous proposons quelques perspectives pour développer ce travail :

- Résoudre le problème des caractéristiques inverses de transistor.
- Modification de la largeur de la grille et amélioration de sa qualité.
- La modélisation analytique en intégrant l'effet des contacts.
- La modélisation du fonctionnement et des caractéristiques électriques des transistors IGBTs par d'autres outils de modélisation tels que Monte-Carlo, stochastique.
- L'étude de l'influence de la miniaturisation sur les performances des transistors IGBTs.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] T. Funaki, J-C. Balda, J. Junghans, A-S. Kashyap, H-A. Mantooth, F. Barlow, T. Kimoto, T. Hikihara, *Power Conversion With SiC Devices at Extremely High Ambient Temperatures*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, n. 4, pp. 1321-1329, July 2007.
- [2] H. Oh, Bongtae Han, Patrick McCluskey, Changwoon Han, and Byeng D. Youn, *Physics-of-Failure, Condition Monitoring, and Prognostics of Insulated Gate Bipolar Transistor Modules: A Review*, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 30, No. 5, 2015, pp. 2413-2426.
- [3] T. Funaki, J-C. Balda, J. Junghans, A-S. Kashyap, H-A. Mantooth, F. Barlow, T. Kimoto, T. Hikihara, *Power Conversion With SiC Devices at Extremely High Ambient Temperatures*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, n. 4, pp. 1321-1329, July 2007.
- [4] Moussodji Jeff, *Caractérisation et modélisation électrothermique distribuée d'une puce IGBT - application aux effets du vieillissement de la métallisation d'émetteur* Sujet de la thèse 2014
- [5] F. Blaabjerg and M. Pecht, *Special Issue on Robust Design and Reliability of Power Electronics*, IEEE Trans. on Power Electronics, May 2015, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 30, No. 5, 2015, pp. 2373-2374.
- [6] H.Yilmaz, "Cell geometry effect on IGBT latch up", IEEE Electron Device Letters, Vol.6, No.08, pp 419-421, 1985.
- [7] B.J.Baliga, "Modern power devices", Chapitre "Insulated gate transistor", General Electric Company, Shenectady New York: John Wiley & Sons, pp 350-401, 1987.
- [8] Allen, R. Hefner And D.M.Diebolt" An Experimentally verified IGBT model implemented in the Saber circuit simulator; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.09, N°05, pp 532-542, 1994.
- [9] R. Maglie, *Modélisation de différentes technologies de transistors bipolaires à grille isolée pour la simulation d'applications en électronique de puissance*. Thèse (2007) Université Paul Sabatier, Toulouse.
- [10] F.Calmon, "Participation du comportement électrothermique des IGBTs (Transistor Bipolaire à Grille Isolée) ", Thèse de Doctorat, INSA Lyon, France 1995.

- [11] Ly.Benbahouche, Modélisation et simulation en régimes statique et dynamique du transistor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), thèse de Magister, Université Ferhat-Abbas, Sétif, Algérie, 1996.
- [12] T. Nilson, The insulated Gate Bipolar Transistor response in different shortcircuit situation. Chalmers University of Technology the European Power Electronics Association, Sweden, pp 328.330, 1993.
- [13] T. Ibrahim, contribution au développement de modèles pour l'électronique puissance en VHDL-AMS. Thèse(2009) de l'I.N.S.A. de Lyon
- [14] Ly.Benbahouche, Thèse de Doctorat, Université F.A de Sétif, (2011).
- [15] R. Perret, Interrupteurs électroniques de puissance, pp. 326, Hermes science Lavoisier, Paris, (2003).
- [16] P. Lefranc, Etude, conception et réalisation de circuits de commande d'IGBT de forte puissance, Thèse(2005), I.N.S.A. de Lyon.
- [17] J. Le Gal, Intégration des fonctions de protection avec les dispositifs IGBT. Thèse (2010) Université Paul Sabatier (Toulouse III).
- [18] S. Lefebvre, F. Miserey, Composants à semi-conducteur pour l'électronique de puissance. Tec & Doc Lavoisier (10 septembre 2004)
- [19] ADEL BENMANSOUR , Contribution à l'étude des mécanismes de défaillances de l'IGBT sous régimes ed fortes contraintes électriques et thermiques, Thèse de doctorat de l'école doctorale de sciences physiques et de l'ingénieur, Université Bordeaux I, 18/12/2008
- [20] T. Laska, M. Münzer, F. Pfirsch, et al., The Field Stop IGBT (FS IGBT)-A New Power Device Concept with a Great Improvement Potential. 12th International Symposium on Power Semiconductor Devices ISPSD France (2000). P. 355 – 358.
- [21] M. Rahimo, W. Lukasch, C. Arx, A. Kopta, R. Schnell, S. Dewar, S. Lider, Novel Soft-Punch-Through (SPT) 1700V IGBT Sets. Benchmark on Technology Curve, Proc. PCIM 01, Nürnberg, Germany, (2001).
- [22] K. Nakamura, S. Kusunoki, 1200V LPT Trench IGBTs , Application note, Mitsubishi Electric, Available (2002).
http://global.mitsubishielectric.com/pdf/advance/vol97/vol97_complete_web.pdf
- [23] H. Takahashi, Y. Tomomatsu, Next-Generation IGBTs (CSTBTs) , Application note, Mitsubishi Electric, (2002) Available
http://global.mitsubishielectric.com/pdf/advance/vol97/09vol97_th1.pdf
- [24] L. Zhu, T. Paul Chow, Simulation of High-Voltage Injection-Enhanced 4H-SiC N-Channel

- IGBTs with Forward Drop Approaching that of a PiN Junction Rectifier ,Materials Science Forum Vol. 527-529, pp: 1401-1404, (2006).
- [25] K. Oyama, T. Arai, K. Saitou, et al., Advanced higt with low-injection punchthrough (lipt) structure [high-conductivity igtb]. Proceedings of the 16th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, pp: 111-114, (2004).
- [26] [B.J.Baliga 85] B.J.Baliga, Analysis of Insulated Gate Transistor Turn-off wave -form, IEEE Electron Device Lett, Vol EDL-6, pp 74-77, 1985.
- [27] [S.C.Yuan 2005], S.C.Yuan 2005, Non – destructive parameters extraction for IGBT spice model anD compared with measurements, Solid State Electron, Vol. 49, pp 123-129, 2005.
- [28] [O. Elmazria 96] , O. Elmazria, Contribution à l’Etude du Phénomène de Latch up Induit par une impulsionElectrique ou de Rayons-X dans les Structures de Test CMOS ,Thèse de doctorat d’Université, Université Montpellier II, 1996.
- [29] http://www.Silvaco.com/products/device_simulation/atlas.html. Mai 2012
- [30] M.A. DAHAOUI, « Application de l’AFM et de la Spectrophotométrie dans la Caractérisation des Semi-conducteurs III-N », mémoire de master, Université de Tlemcen, 2013.
- [31] DeckBuild User’s Manual, Device simulation software”, SILVACO International, California. 2013.
- [32] TonyPlot User’s Manual, Device simulation software”, SILVACO International, California. 2012.
- [33] D. Vasileska, G. Stephen M, Computational Electronics”, Department of Electrical Engineering, Arizona State University. 2006.
- [34] S. Daniel, Modeling radiation effect on a triple junction solar cell using silvaco atlas”, Thesis Naval postgraduate school Monterey California. 2012.
- [35] S. MOSTEFA K, Etude et Simulation de Cellules Photovoltaiques a Couches Mincees à Base de CIS et CIGS”, Mémoire magistère, Université Abou Bakr Belkid- Tlemcen. 2012.
- [36] J. Lavery, Quantum tunneling model of a P-N junction in silvaco”, Thesis Naval postgraduate school Monterey California. 2008.

- [37] D. Wassila Née KAZI-TANI, Modelisation des Structures Photovoltaïques : Aspects Fondamentaux et Appliqués”, Thèse Doctorat, Université Abou Bakr Belkid- Tlemcen. 2011.
- [38] B.Garcia, Jr, Indium gallium nitride multijunction solar cell simulation using silvaco atlas” , Thesis Naval postgraduate school Monterey California. 2007.
- [39] ATLAS User’s Manuel, Device simulation software”, SILVACO International, California. 2011.
- [40] G, Adam. R, modeling heterogeneous carbon nanotube networks for photovoltaic application using silvaco atlas software”, Thesis Naval postgraduate school Monterey California. 2012.
- [41] P. Michalopoulos, A novel approach for the development and optimization of state-of-the-art photovoltaic devices using silvaco”, Thesis Naval postgraduate school Monterey California. 2002.
- [42] Yuan, H.-C., et al., Flexible photodetectors on plastic substrates by use of printing transferred single-crystal germanium membranes. 2009. 94(1): p. 013102.