

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

**UNIVERSITE MENTOURI - CONSTANTINE
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**

N° d'ordre :
Série :

Mémoire

**Présenté pour obtenir le diplôme de Magister
En Electronique**

OPTION

Dispositifs de l'électronique intégré

Par

BOUHOUCHE MANEL

Intitulé

*Etude de l'influence des défauts
technologiques sur les caractéristiques
électriques des transistors bipolaires à HBT*

Devant le Jury :

President:	Mr.	A BENGHLIA.	Prof.	Univ. Constantine
Rapporteur :	Mme.	S. LATRECHE	Prof.	Univ. Constantine
Examineur :	Mme.	M. BENOAKTA	Prof.	Univ. Constantine
Examineur;	Mme.	F. MANSOUR	Prof.	Univ. Constantine

Soutenu le : 21-06-2006

Remerciement



Avant tout propos, mes remerciements s'adresse à Madame SAIDA. LASSOUED, Professeur au département d'Electronique, Université de Constantine. Qu'elle trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour la confiance qu'elle m'a témoignée en m'accueillant au sein de son équipe, ainsi que pour ses qualités scientifiques et humaines dont elle a fait preuve en dirigeant ce travail.

Qu'il me soit permis d'exprimer mes sincères remerciements à Monsieur A. BENGHALIA Professeur au département d'Electronique, Université de Constantine pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider la commission d'examen.

Je témoigne ma reconnaissance à Madame M. BENOUAKIA, Professeur au département d'Electronique, Université de Constantine, que J'ai le plaisir de la compter parmi les membres du Jury. Je tiens à la remercier d'avoir accepté d'examiner ce mémoire et de participer à ce jury.

Je remercie également Madame F. MANSOUR, Professeur au département d'Electronique, Université de Constantine, pour l'intérêt qu'elle a porté à mon travail en acceptant de le juger.

Enfin, J'ai également une pensée pour les membres du Laboratoire pour le climat agréable qu'ils ont su créer et maintenir et qui a contribué au bon déroulement de cette mémoire.

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre: I	
Du transistor à homojonction Si au transistor à hétérojonction SiGe	
I. INTRODUCTION	3
II. RAPPEL SUR LE TRANSISTOR BIPOLAIRE.....	3
II.1. Bilan des courants circulant dans le transistor.....	3
II.1.1. Le transistor bipolaire idéal	4
II.1.2. Le transistor bipolaire réel.....	5
II.2. Caractéristiques du transistor bipolaire.....	6
II.2.1 Comportement statique	6
II.3. Effets parasites du transistor bipolaire.....	7
II.3.1. Effets à faible polarisation	7
II.3.2. Effet EARLY	9
II.3.3. Effet à fort niveau de courant effet Kirk.....	9
III. LES LIMITES DU TRANSISTOR BIPOLAIRE TOUT SILICIUM	9
IV. CHOIX D'UNE HETEROJONCTION	10
IV.1. Le matériau SiGe.....	10
IV.1.1. Structure contrainte et stabilité.....	10
IV.1.2. Réduction de la bande interdite.....	11
IV.1.3. Intérêt du matériau SiGe dans un TBH	12
IV.2. Principe de fonctionnement du TBH.....	13
IV.3. Les différents profils de Germanium.....	14
IV.3.1. Profil constant	14
IV.3.2. Profil graduel.....	15
V. DEFAUTS ELECTRIQUEMENT ACTIFS PRESENTS DANS LE TBH.....	17
V.1. Généralités	17
V.2. Origine des défauts	18
V. 3. Statistique d'occupation des centres profonds.....	18
V. 3. Les mécanismes de transferts centres localisés -bandes.....	20
V. CONCLUSION	21
CHAPITRE: II	
Conception du transistor BJT et HBT sous ISE	
I. INTRODUCTION	22
II.DEFINITION DE LA STRUCTURE SOUS "DIOS"	22
II.1 Le maillage	22

II.2. Etapes technologiques.....	23
II.2.1 Définition du substrat.....	23
II.2.2. Implantation de la base	24
II.2.3. Recuit de la base	24
II.2.4. Dépôt du polysilicium.....	25
II.2.5. Implantation du polysilicium	26
II.2.6. Gravure du polysilicium	26
II.2.7. Recuit de l'émetteur.....	27
II.2.8. Implantation de la base extrinsèque (LDEB)(Lightly doped extrinseque base).....	28
II.2.9. Isolation électrique.....	29
II.2.10. Contacts de la Base	29
II.2.11. Interconnexions.....	31
III. DEFINITION DE LA STRUCTURE SOUS MDRAW	32
III.1. Définition de la géométrie	32
III.1 .1. La base.....	32
III.1. 2. Le collecteur	32
III.1. 3. L'émetteur	32
III.2. Définition du dopage et du maillage.....	33
III.2.1. Dopage.....	33
III.2.2.Définition du taux de Germanium.....	36
III.2.3. Maillage.....	36
IV.CONCLUSION.....	38

CHAPITRE: III

Modèles physiques considérés

I. INTRODUCTION	39
II. MODELE MATEMATIQUE DDM (DRIFT DIFFUSION MODEL)	39
II.1. Équations de base pour la simulation de Dispositifs Semi-conducteurs.....	39
II.2. Probabilité de présence de porteurs	40
II.2.1. Statistique de Fermi-Dirac	40
II.2.2. Statistique de Boltzmann	41
III. MODELES PHYSIQUES	42
III.1. Structure De Bande du TBH.....	42
III.2. Largeur de bande interdite.....	43
III.2.1. Composante principale de la bande interdite.....	43
III.2.2. Variation de la bande interdite avec la température	43
III.2.3. Composante de rétrécissement due à la fraction de Germanium	44
III.2.4. Composante de rétrécissement dûe au dopage (Bandgap Narrowing).....	45
III.1.5. Affinité électronique.....	47
III.2. Densité intrinsèque	48

II.3. La densité intrinsèque effective	50
II.4. La mobilité.....	50
II.4.1. Mobilité constante.....	51
II.4.2. Dégradation de la mobilité en fonction du dopage.....	51
II.4.3. Saturation de la mobilité à fort Champ.....	52
II.4.4. Dégradation de la mobilité aux interfaces	53
II.5. Recombinaison Génération.....	54
II.5.1. Recombinaison Shockley-Read-Hall (SRH).....	55
II.5.2. Recombinaison Auger.....	56
II.6. La durée de vie.....	56
II.7. Permittivité diélectrique.....	58
II.8. Densité de porteurs	58
II.8.1. Densités des électrons.....	58
II.8.2. Densités des trous	58
II.9. Potentiel électrostatique.....	59
II.10. Champ électrique.....	59
III. CONCLUSION	60

CHAPITRE: IV

Influence des défauts sur les caractéristiques électriques

I. INTRODUCTION.....	61
II. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU TBH SANS DEFAUTS	61
II.1. Caractéristiques de Gummel du TBH Si/SiGe à 300K.....	61
II.2. Evolution des courbes de Gummel avec la température.....	63
II.3. Etude du courant de base et identification de processus de conduction	64
II.4. Evolution du Gain avec la température.....	67
III. INFLUENCE DES DEFAUTS SUR LA CARACTERISTIQUE I (V)....	67
III.1. Défauts d'implantation	68
III.1.1. Localisation spatiale des défauts d'implantation.....	68
III.1.2. Etude en fonction de la géométrie de la fenêtre d'émetteur.....	70
III.2. Défauts de gravure.....	73
III.2.1. Localisation spatiale des défauts de gravure.....	73
III.3. Influence de la position spatiale des défauts sur le gain en courant.....	74
VI. INFLUENCE DU TYPE DU DEFAUT ET DE SA POSITION DANS LA	
BANDE INTERDITE	75
IV.1. Influence de la position du défaut dans le gap	75
IV.2. influence du type de défauts.....	76
IV.2.1. Courant de base.....	76

IV.2.2. Courant de collecteur	77
V.CONCLUSION.....	77
CONCLUSION GENERALE	78
BIBLIOGRAPHIE	81
ANNEXE	I

Liste des figures

		Page
I.1	Bilan des courants circulants dans un transistor bipolaire en régime direct.	4
I.2	Exemple de maille dans un cristal de SiGe.	10
I.3	Représentation plane de la structure cristalline d'hétérostructures SiGe/Si. a) film SiGe contraint ; b) film SiGe relaxé.	11
I.4	contrainte sur les liaisons SiGe	12
I.5	Diagramme de bande d'énergie d'un TBH	13
I. 6	Diagramme d'énergie d'un HBT SiGe à profil graduel comparé à celui d'un profil constant.	14
I.7	Diagramme de bande d'énergie faisant apparaître des pièges a niveau d'énergie	18
I.8	Représentation simplifiée des échanges électrons-trous entre bandes et niveaux localisés	21
II.1	a) Définition du substrat.	23
	b) Profil de dopage du substrat.	
II.2	a) Implantation de la base.	24
	b) Profil d'implantation de la base.	
II.3	a) Recuit de la base.	25
	b) Profil de dopage de la base intrinsèque.	
II.4	a) Dépôt du polysilicium.	25
	b) Profil de dopage correspondant.	
II.5	a) Implantation de l'émetteur.	26
	b) Profil de dopage du polysilicium.	
II.6	Schéma de la surgravure	27
	a) Gravure du polysilicium.	
II.7	b) Profil de dopage correspondant.	27
	a) Recuit de l'émetteur.	
II.8	b) Profil de dopage de l'émetteur.	28

II.9	a) Implantation de la base extrinsèque	28
	b) Profil de dopage de la base extrinsèque	
II.10	a) Dépôt des espaceurs.	29
	b) Gravure des espaceurs.	
II.11	a) Implantation des contacts de base.	30
	b) Profil de dopage correspondant.	
II.12	a) Recuit de contacte de base.	30
	b) Profil de dopage correspondant.	
II.13	a) Dépôt de l'Aluminium.	31
	b) Gravure de l'Aluminium.	
II.14	Coupe schématique du TBH considéré.	33
II.15	Profil du Bore.	34
II.16	Profil du Bore au niveau des bases extrinsèques.	34
II.17	Profil d'Arsenic.	35
II.18	Profil de dopage total.	35
II.19	Profil de Germanium considéré.	36
II.20	Charge totale dans le transistor.	37
II.21	Allure du maillage.	37
III.1	Diagramme des bandes d'énergie pour un BJT et un TBH	43
III.2	Evolution de la bande interdite pour un BJT et un TBH.	45
III.3	Réduction de la bande interdite sous l'effet du dopage pour un BJT et un TBH	46
III.4	Evolution de l'affinité électrique pour un BJT et un TBH.	48
III.5	Densité intrinsèque pour un BJT et un TBH	50
III.6	Densité intrinsèque effective pour un BJT et un TBH.	50
III.7	Evolution de la mobilité pour un BJT et un TBH a) des électrons ; b) des trous	54
III.8	Evolution de la recombinaison SHR pour un BJT et un TBH.	55
III.9	Evolution de la recombinaison Auger pour n BJT et un TBH.	56
III.10	Evolution de durées de vie pour un BJT et un TBH a) des électrons; b) des trous	57
III.11	Evolution des densités de électrons pour un BJT et un TBH.	58
III.12	Evolution des densités de trous pour un BJT et un TBH.	59

III.13	Evolution du potentiel électrostatique pour un BJT et un TBH.	59
III.14	Evolution du champ électrique pour un BJT et un TBH	60
IV.1	Comparaison des courbes de Gummel pour l'HBT et le BJT à 300K.	62
IV.2	Densité absolue du courant d'électrons	62
IV.3	Densité absolue du courant des trous.	63
IV.4	Evolution du courant de Base et du courant de Collecteur avec la température	64
IV.5	Evolution du courant de base et de collecteur à 300K	64
IV.6	Evolution du gain avec température.	67
IV.7	Localisation des défauts au niveau de la jonction émetteur-base	68
IV.8	Evolution du gain avec et sans défauts a) défaut1 ; b) défaut 2	69
IV.9	Evolution du gain avec et sans défauts a) défaut1 $\sigma=10^{-21}\text{cm}^{-3}$; b) défaut 2 $\sigma=10^{-18}\text{cm}^{-3}$	69
IV.10	Evolution du gain avec et sans défauts a) défaut1 $\sigma=10^{-15}\text{cm}^{-3}$; b) défaut 2 $\sigma=10^{-16}\text{cm}^{-3}$	70
IV.11	Variation du courant de base avec la géométrie de l'émetteur	71
IV.12	Evolution du gain avec la géométrie de la fenêtre d'émetteur	72
IV.13	Profils des défauts de gravure.	73
IV.14	Localisation des défauts de gravure a)latéraux ; b)sous les espaceurs	73
IV.15	Evolution du gain en fonction de la position des défauts de gravure	74
IV.16	Rôle des oreillettes.	74
IV.17	Evolution du gain pour les différents types de défauts:a) $\sigma=10^{-16}$;b) $\sigma=10^{-15}$	75
IV.18	Evolution du Gain et des courbes de Gummel en fonction de la position du piège dans le Gap	75
IV.19	Evolution courbes de Gummel en fonction de la position du piège dans le Gap.	76
IV.20	Evolution du courant de base pour défauts situés à migap	76
IV.21	Evolution du courant de collecteur pour défauts situés à migap	77

Liste des Tableaux

		Page
II.1	Syntaxe définissant le maillage	23
II.2	Syntaxe définissant le substrat	23
II.3	Syntaxe correspondant à l'implantation de la base	24
II.4	Syntaxe correspondant au recuit de la base	24
II.5	Syntaxe correspondant au dépôt du polysilicium	25
II. 6	Syntaxe correspondant à l'implantation du polysilicium	26
	Syntaxe correspondant à la gravure du polysilicium	26
II.7		
II.8	Syntaxe correspondant au recuit de l'émetteur	27
II.9	Syntaxe correspondant à l'implantation de la base extrinsèque	28
II.10	Syntaxe correspondant au dépôt des espaceurs	29
II.11	Syntaxe correspondant à l'ouverture de contacts	29
II-12	Syntaxe correspondant à l'implantations des contacts de la base	29
II-13	Syntaxe correspondant au Recuit des contacts de base	30
II-14	Syntaxe correspondant au dépôt de l'Aluminium	31
II-15	Syntaxe correspondant la gravure de l'Aluminium	31
III-1	Evolution de la bande interdite en fonction du taux de Germanium	44
III-2	Evolution de l'affinité électronique en fonction du taux de Germanium	47



Introduction générale

Introduction générale

Les composants électroniques, les technologies de fabrication, et les applications y relatives sont en constant développement: Les technologies poussant les applications à se diversifier, et les applications tirant les technologies. Une combinaison qui a conduit à une véritable explosion en diversité et en performances des composants semi-conducteurs.

Les applications pour les télécommunications nourrissent le besoin grandissant d'augmenter les fréquences de fonctionnement des composants. Face à cette montée en fréquence, de nombreuses innovations technologiques ont permis d'améliorer la rapidité du transistor bipolaire. L'orientation vers le développement de nouvelles technologies sur une classe de matériaux semi-conducteurs alternatifs, et prometteurs de par leurs propriétés de transport telle que la technologie SiGe, présente en partie une solution technologique à cette tendance.

Aujourd'hui, la technologie SiGe s'est beaucoup développée autour des transistors bipolaires à hétérojonction SiGe/Si, permettant de passer un nouveau cap en termes de performances sans sortir de l'environnement silicium. En effet le matériau $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$ présente l'intérêt fondamental pour les composants étudiés, de posséder une largeur de bande interdite plus faible que celle du Silicium. Ainsi l'apport du SiGe dans la base du transistor permet de retravailler les bandes d'énergies du Silicium, conférant au transistor bipolaire une amélioration de ses propriétés statiques et de ses paramètres dynamiques.

Ces avancées technologiques vont de pair avec une maîtrise quasi-parfaite du process de fabrication du composant. En effet, la réalisation des composants nécessite une succession de procédés mécaniques, chimiques, et thermiques qui présentent des sources potentielles en terme de défauts. Ainsi, malgré les caractéristiques très prometteuses, surtout en terme d'applications hyperfréquences que possède le transistor bipolaire à hétérojonction, la présence des défauts introduits lors du process technologique risque de devenir un véritable frein face aux performances atteintes

Le travail présenté dans ce mémoire, se situe au centre de ces préoccupations, où il nous a amené à explorer à l'aide de l'outil de simulation ISE TCAD, les performances des transistors bipolaires à hétérojonction et de modéliser l'aspect électrique de ces derniers dans le but d'étudier l'effet des défauts sur les caractéristiques électriques.

Cette étude s'articulera autour de quatre chapitres :

Le premier chapitre fait l'objet d'une introduction à notre travail. Nous allons dans un premier temps présenter le principe de fonctionnement du transistor bipolaire tout silicium, nous mettons en évidence les limitations de ce type de transistor et l'intérêt de l'apport du SiGe dans la base du transistor dans le cadre des applications en hyperfréquences. Nous nous intéressons également aux défauts électriquement actifs qui peuvent exister dans le transistor, et nous rappelons certaines notions relatives à la définition de l'activité électrique de ces défauts.

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéresserons plus particulièrement à la structure. Nous présentons alors les deux axes possibles d'optimisation du composant. Ainsi, notre attention ira dans un premier temps vers le procédé de fabrication du composant effectué par le module "DIOS" du logiciel ISE-TCAD (Integrated Systems Engineering). Nous présentons les principales étapes de fabrication du transistor bipolaire, partant du substrat semi-conducteurs et allant jusqu'au module final. Nous verrons en particulier les étapes technologiques responsables de l'introduction des défauts dans la structure. Le deuxième axe par contre concernera la définition de la structure d'un TBH sous le module "MDRAW" du logiciel ISE-TCAD. Ce dernier nous permet de démarrer directement sur l'aspect construction de la structure, et l'optimisation de ses propriétés en terme de dimensions et de dopages.

Le troisième chapitre complètera notre travail, en posant les conditions nécessaires à la simulation électrique du TBH SiGe. En effet, l'alliage SiGe représente d'une manière générale, un intermédiaire entre le cristal de Silicium et le cristal de Germanium. Ainsi l'augmentation progressive de la fraction de Germanium dessine une modification continue des propriétés du cristal de Silicium vers celles du Germanium. Donc, afin de pouvoir simuler les dispositifs à SiGe, il est nécessaire de présenter l'ensemble des paramètres relatifs à ce matériau et les adapter à la simulation considérée. Nous mettons ainsi en évidence les modèles de simulation physique adaptés au SiGe, en détaillant de manière quantitative chacun des paramètres nécessaires à la simulation dérive-diffusion du transistor bipolaire à hétérojonction SiGe.

Le quatrième chapitre est dédié à la simulation électrique du transistor bipolaire à hétérojonction, dans le but d'identifier l'influence des défauts de fabrication électriquement actifs sur le comportement électrique du TBH. Les différentes caractéristiques de ces défauts ne sont, à l'heure actuelle pas très bien maîtrisées. On s'est alors attaché à évaluer leurs impacts à partir de leurs origines et leurs localisations dans la structure. Mais aussi, à partir des paramètres susceptibles d'affecter les performances du transistor, comme le type de défauts, et leur distribution en énergie dans le gap du semi-conducteur.

La conclusion générale permettra de rappeler l'essentiel du travail réalisé au cours de ce mémoire et présentera les perspectives envisagées.



Chapitre I

*Du transistor
à homojonction Si
au transistor
à hétérojonction SiGe*

I. INTRODUCTION

Malgré la position dominante qu'a le silicium dans le monde des transistors bipolaires, de part la réussite de sa maîtrise technologique, dans la diminution des coûts de fabrication et ainsi dans sa généralisation. Le Silicium ne profite pas du même enthousiasme quant à ses propriétés électriques, au point de pouvoir être considéré comme un semi-conducteur «lent». Ainsi certaines applications des transistors bipolaires classiques sur silicium dans le domaine des hyperfréquences n'ont pu être réalisées par la technologie classique. Dans ce cadre, le concept du transistor bipolaire à hétérojonction (TBH) Si/Si_{1-x}Ge_x est apparu, répondant à cette demande.

Toutefois les performances électriques du TBH Si/SiGe peuvent être pénalisées par la présence de défauts non encore cernés induit par les étapes technologiques de fabrication du composant.

Ce premier chapitre vise à présenter le fonctionnement et les propriétés physiques du transistor bipolaire. Nous discutons dans une première partie les éléments de base qui décrivent le fonctionnement du transistor, d'un point de vue théorique et physique. Nous abordons ensuite ses performances et ses limites justifiant ainsi l'utilisation de l'hétérojonction Si/SiGe en présentant l'impact de la couche SiGe sur les principaux facteurs de mérite du dispositif.

Dans une deuxième partie, nous abordons également la notion des défauts existant dans le transistor et susceptibles de nuire à ses performances.

II. RAPPEL SUR LE TRANSISTOR BIPOLAIRE

Le transistor bipolaire est un dispositif actif semi-conducteur constitué de deux jonctions p-n disposées tête-bêche présentant une région commune. Les trois régions ainsi formées sont nommées: collecteur, base et émetteur, dopées alternativement npn ou pnp. La mobilité des électrons étant plus grande que celle des trous, le transistor npn, associé à un courant majoritaire d'électrons, est le plus adapté pour des applications hyperfréquences.

En fonctionnement dit normal, la jonction base-émetteur est polarisée en direct et la jonction base-collecteur est polarisée en inverse. Dans ce cas, le courant principal passe de l'émetteur vers le collecteur, et il est commandé par un courant beaucoup plus faible: le courant de base.

II.1. Bilan des courants circulant dans le transistor

La figure I.1 présente en détail les diverses composantes de courants circulant dans le transistor bipolaire (fonctionnement normal) [1].

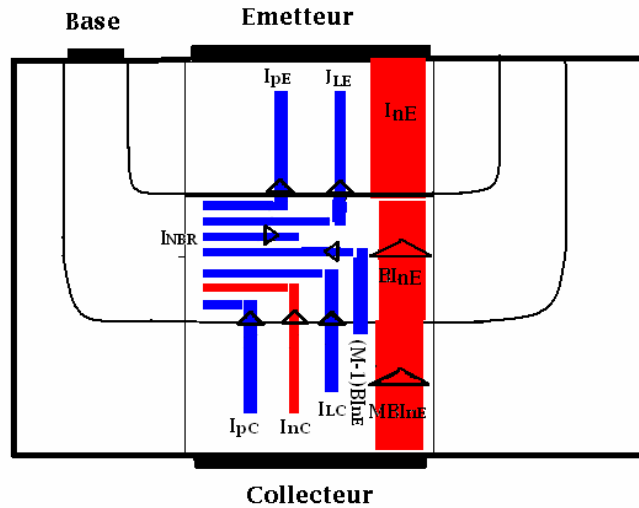


Figure I.1 : Bilan des courants circulants dans un transistor bipolaire en régime direct.

II.1.1. Le transistor bipolaire idéal

Nous qualifions d'idéal un transistor bipolaire ne présentant pas de défaut susceptible de générer des courants parasites dans la structure. Il s'agit d'une idéalité technologique.

II.1.1.1. Courant d'émetteur idéal

Le courant d'émetteur est constitué de :

- Un courant d'électrons I_{nE} injectés de l'émetteur dans la base.
- Un courant de trous I_{pE} injectés de la base dans l'émetteur.

Alors le courant de collecteur s'exprime sous la forme :

$$I_E = I_{nE} + I_{pE} \tag{I-1}$$

II.1.1.2 Courant de base idéal

Le courant de base du transistor idéal s'exprime comme la somme de deux courants de diffusion de trous :

Un courant de trous injectés de la base dans l'émetteur I_{pE} , et un courant inverse de la jonction B-C: I_{pC} .

$$I_B = I_{pE} + I_{pC} \tag{I-2}$$

II.1.1.3 Courant de collecteur idéal

Le courant de transfert I_{CT} du transistor est le courant d'électrons traversant le transistor, il est constitué de deux composantes :

La composante I_{nE} correspondant au courant d'électrons en excès injectés de l'émetteur vers la base, et la composante de courant inverse d'électrons de la jonction B-C I_{nC} .

Le courant de transfert I_{CT} s'exprime alors sous la forme: $I_{CT}=I_{nE}-I_{nC}$

En toute rigueur, pour exprimer le courant de collecteur I_C , il faut considérer le courant de trous de la jonction B-C I_{pC} .

$$I_C= I_{nE}-(I_{nC}+ I_{pC}) \tag{I-3}$$

Le courant inverse I_{pC} est généralement négligeable, alors l'expression du courant collecteur devient:

$$I_C \approx I_{CT}$$

II.1.2. Le transistor bipolaire réel

En réalité, plusieurs phénomènes physiques font que le transistor ne constitue pas une source de courant contrôlée idéale. Des défauts peuvent exister, qui associés à des phénomènes de génération recombinaison, font apparaître des composantes de courant supplémentaires.

II.1.2.1. Courant d'émetteur

Dans le cas d'un transistor bipolaire réel le courant d'émetteur est constitué en plus des deux composantes idéales du courant obtenu par mécanisme de diffusion I_{nE} et I_{pE} , d'une composante de fuite à la jonction B-E I_{LE} (courant parasite). Ses origines peuvent être variées : génération-recombinaison dans la zone de charge d'espace de la jonction E-B, ou effet tunnel assisté par défaut. Cette composante diminue directement l'efficacité d'injection de l'émetteur.

Ainsi le courant d'émetteur s'écrit :

$$I_E= I_{nE}+ I_{pE}+ I_{LE} \tag{I-4}$$

II.1.2.2. Courant de base

Le courant de base est constitué, en plus des deux composantes idéales I_{pE} et I_{pC} , de :

- Un courant du à la recombinaison des porteurs dans la base neutre I_{NBR} . Il s'agit d'un courant de trous qui sont injectés dans la base afin d'assurer sa neutralité.

- Un courant de fuite de la jonction E-B I_{LE} .

- Un courant de trous $(1-M)BI_{nE}$ correspondant à l'évacuation des trous induits par l'ionisation par impact dans la zone de charge d'espace de la jonction B-C. Où B représente le facteur de transport dans la base et M le facteur d'ionisation par impact dans la zone de charge d'espace de la jonction B-C.

- Un courant de trous I_{LC} représentant le courant de fuite à la jonction B-C, du côté de la base.

Finalement le courant total de base s'écrit :

$$I_B= I_{pE}+ I_{NBR}+ I_{LE}+ I_{LC}+ I_{pC} - (1-M)BI_{nE} \tag{I-5}$$

II.1.2.3. Courant de collecteur

Le courant de collecteur est constitué de :

- Une composante principale correspondant à la collection des électrons issus de l'émetteur après leur transport dans la base I_{nE} et leur multiplication éventuelle par ionisation par impact dans la zone de charge d'espace de la jonction B-C ($M I_{nE}$).
- Des composantes inverses de la jonction B-C $I_{pC} + I_{nC}$ qui correspond au flux des porteurs minoritaires à la jonction.
- Eventuellement, un courant de fuite à la jonction B-C I_{LC} du à des défauts présents dans la ZCE de la jonction base collecteur.

$$I_C = M I_{nE} - (I_{pC} + I_{nC}) - I_{LC} \tag{I-6}$$

II.2. Caractéristiques du transistor bipolaire

II.2.1 Comportement statique

Nous allons nous intéresser aux différents facteurs de mérite du transistor bipolaire qui caractérisent «l'efficacité» d'un transistor.

II.2.1.1 L'efficacité d'injection de l'émetteur

Le rapport entre le courant des électrons injectés dans la base I_{nE} et le courant d'émetteur total définit l'efficacité d'injection de l'émetteur qui prend en compte de l'injection de porteurs de l'émetteur dans la base.

$$\gamma = \frac{I_{nE}}{I_E} = \frac{I_{nE}}{I_{nE} + I_{pE} + I_{LE}} \tag{I-7}$$

Pour avoir une bonne efficacité d'injection (la plus proche possible de 1), il faut que l'émetteur soit très surdopé par rapport à la base et que l'épaisseur de base W_B soit petite par rapport à l'épaisseur de l'émetteur W_E . Une autre solution consiste à avoir recourt à un matériau pour la base, de bande interdite inférieure à celle de l'émetteur. Ceci permet de diminuer la barrière de potentiel vue par les électrons et augmenter celle des trous.

II.2.1.2. Facteur de transport de base

Le facteur de transport de base caractérise les phénomènes de recombinaison des paires électrons-trous dans la base et son équation est la suivante :

$$B = \frac{I_{nC}}{I_{nE}} = 1 - \frac{\tau_B}{\tau_n} \tag{I-8}$$

Où τ_B est le temps de transit dans la base et τ_n la durée de vie des électrons dans la région quasi-neutre de la base.

Dans le cas d'une base courte, le facteur de transport est donné par :

$$B = 1 - \frac{W_B^2}{2L_{NB}^2} \quad (I-9)$$

Pour avoir un facteur de transport B proche de 1, l'épaisseur de la base (W_B) doit être nettement plus petite que la longueur de diffusion des porteurs injectés par l'émetteur (L_{NB}).

II.2.1.3. Facteur de multiplication dans la zone de charge d'espace de la jonction B-C

Ce paramètre est défini comme le rapport du courant d'électrons sortant et le courant entrant dans la zone de charge d'espace de la jonction B-C.

$$M = \frac{I_C}{I_{nC}} = \frac{1}{1 - \left| \frac{V_{CB}}{BV_{CB0}} \right|^n} \quad (I-10)$$

Ou BV_{CB0} représente la tension d'avalanche de la jonction B-C, et n un facteur intrinsèque au matériau.

Les trous créés par ionisation donnent lieu à un courant de fuite $(1-M)I_{nC}$ au détriment de la commande du transistor. Pour minimiser ce courant, M doit être très proche de 1, ce qui imposera des tensions d'avalanche élevées, donc un faible dopage de collecteur.

II.3. Effets parasites du transistor bipolaire

L'effet fondamental du transistor est malheureusement altéré par plusieurs effets parasites tels que l'effet EARLY, l'effet KIRK, ainsi que les effets parasites que nous allons décrire dans ce paragraphe.

II.3.1. Effets à faible polarisation

Lorsque le courant de base est faible, les courants de fuites (parasites) dus à la recombinaison des porteurs dans la zone de charge d'espace et à des effets tunnels ne peuvent plus être négligeables, et le courant correspondant s'ajoute à la composante de diffusion.

II.3.1.1. Courant de recombinaison dans la zone de charge d'espace

On distingue les recombinaisons directes électron-trou et les recombinaisons assistées par centres de recombinaisons. Le premier type correspond à la rencontre entre un électron et un trou qui se recombinent, le second fait intervenir la notion des défauts qui peuvent être présents dans la zone de charge d'espace, en volume comme en surface.

En effet, ces derniers peuvent agir comme des pièges à électron (ou à trou), qui par attraction coulombienne attirent un trou (ou un électron), provoquant la recombinaison des deux particules. Ils peuvent également se comporter comme un centre de transition des électrons et de trous entre les bandes de valence et de conduction. Ces transitions donnent lieu à une composante de recombinaison que nous noterons I_{gr} .

Le courant de génération-recombinaison associé est régi par la théorie de Shockley-Read-Hall. Il varie en $\exp(-V_{BE}/nU_T)$ avec un coefficient d'idéalité n égale à 2 [2].

En prenant comme hypothèse simplificatrice le fait que tous les centres recombinants se situent au milieu de la bande interdite (condition correspondant à la recombinaison maximum), que le taux de recombinaison (U) soit constant et que la section de capture des électrons soit égale à celle des trous ($\sigma_n = \sigma_p = \sigma$); on peut calculer la valeur du courant de recombinaison. On obtient pour la jonction émetteur-base la relation suivante :

$$I_{GR} = qS_E \int_0^{W_{EB}} U dx = \frac{1}{2} qS_E W_{EB} \sigma V_{th} N_t n_i \exp\left(\frac{qV_{BE}}{2KT}\right) \quad (I-11)$$

Où N_t est la concentration de niveaux profonds.

V_{th} est la vitesse thermique.

W_{EB} est la largeur de la zone de charge d'espace émetteur-base.

Cette composante domine le courant de base lorsque l'on est à faible injection c'est à dire à faible tension émetteur-base.

II.3.1.2. Courant tunnel

Quand on polarise une jonction en directe avec de forts niveaux de dopage (environ 10^{20} atomes/cm³ pour l'émetteur), les électrons passent à travers la jonction directement, c'est à dire sans passer par la hauteur de barrière. Cette traversée s'effectue des états occupés de la bande de conduction de la région n (émetteur) vers les états vides de la bande de valence de la région p (base). Ces électrons arrivant dans une région où ils sont minoritaires vont donc se recombiner. En polarisation directe, ce phénomène est souvent assisté par des défauts présents dans la zone de charge d'espace. En revanche, en polarisation inverse, l'effet tunnel peut se réaliser bande à bande.

Le courant tunnel est en fonction du champ électrique maximum régnant dans la jonction, il dépend donc de la tension appliquée à cette dernière [3]. En pratique, dans le cas de la présence d'une composante de courant tunnel, le coefficient d'idéalité est supérieur à 2.

II.3.2. Effet EARLY

L'effet EARLY désigne la modulation parasite du courant collecteur par la tension de la jonction collecteur-base V_{CB} , ce qui désigne une dégradation de la commande du transistor. Comme le dopage du collecteur est plus faible que celui de la base, la zone désertée s'étend principalement coté collecteur, mais avec une polarisation de collecteur croissante cette dernière augmente. Ainsi on peut observer une modulation de la largeur de la base neutre, qui va entraîner une augmentation du courant de collecteur [4].

Quand l'effet EARLY est poussé à l'extrême, l'épaisseur de la base neutre peut devenir nulle et les deux zones de charge d'espace émetteur-base et collecteur-base se rencontrent. Le transistor n'est plus contrôlé par le courant de base, c'est le percement (punch-through).

II.3.3. Effet à fort niveau de courant effet Kirk

A fort niveau d'injection, les électrons sont injectés vers le collecteur en concentration très supérieure au dopage de celui-ci. Pour conserver la neutralité électrique et compenser la charge d'électrons injectés, il y a une augmentation de la concentration de trous dans la base. Ainsi, cette zone quasi-neutre est équivalente à un prolongement de la base coté collecteur.

L'effet Kirk se traduit par une augmentation du temps de transit dans la base due à l'élargissement de la base en régime de forte injection. Ceci conduit à une diminution du gain en courant et de la fréquence de transition. Pour repousser cet effet, il faut augmenter le dopage du collecteur.

III. LES LIMITES DU TRANSISTOR BIPOLAIRE TOUT SILICIUM

Suivant l'application envisagée, il est évident que certains facteurs de mérite doivent être optimisés au détriment d'autres facteurs. En effet, pour la réalisation de sources de courant ou dans le cas de circuits logiques, le gain en courant ou la tension Early doivent être privilégiés. En revanche la conception RF nécessite l'optimisation du triplet Gain-résistance de base-fréquence de transition. Cependant, certaines contraintes sont engendrées par l'optimisation des paramètres technologiques tels que les niveaux de dopages ou les dimensions.

En effet, une bonne efficacité d'injection pourrait être obtenue en surdopant la région d'émetteur et en choisissant une base courte. Or, toute réduction de la base malgré qu'elle soit favorable à une réduction du temps de transit total, se traduira par une augmentation de la résistance de base R_B amenant à une dégradation de la fréquence maximale d'oscillation. Cet effet peut être atténué en prenant une base très dopée. Cependant, si à la fois la base et l'émetteur sont fortement dopés, la ZCE de la jonction E-B devient étroite et la capacité de jonction devient

élevée, conduisant à une dégradation de la fréquence de coupure. Dans ce contexte, pour améliorer la fréquence, il est donc souhaitable d'augmenter le dopage du collecteur. Cependant, l'augmentation du dopage va favoriser l'apparition de phénomènes indésirables tels que les courants tunnels, les effets de fortes injections, ou l'abaissement des tensions de claquage.

Une solution pour contourner ce problème serait l'utilisation dans la base d'un matériau à bande interdite plus étroite. On parle alors de transistors bipolaires à hétérojonctions.

IV. CHOIX D'UNE HETEROJONCTION

IV.1. Le matériau SiGe

IV.1.1. Structure contrainte et stabilité

La structure cristalline de l'alliage SiGe est présentée sur la figure I.2. Les atomes sont représentés par des sphères de petite taille pour le Silicium, et de plus grande taille pour les atomes de Germanium. Bien que la représentation des atomes par des sphères de diamètre donné soit sommaire, elle permet de comprendre aisément la notion de paramètre de maille dans un cristal. On saisit ainsi que les deux matériaux présentent des paramètres de maille différents, dont le désaccord est de l'ordre de 4.17% à la température ambiante [5].

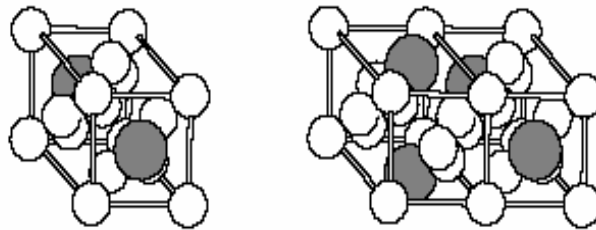


Figure I-2 : Exemple de maille dans un cristal de SiGe

Ainsi toutes les compositions de l'alliage binaire $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$ sont de type diamant dont le paramètre de maille de l'alliage s'extrapole entre celui du Silicium et celui du Germanium par la loi de Végard.

$$a_{\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x} = a_{\text{Si}} + (a_{\text{Ge}} - a_{\text{Si}})x \quad (\text{I-12})$$

La mise en application d'une hétérostructure nécessite néanmoins la réalisation d'au moins deux couches superposées Silicium-Germanium/Silicium alternant deux largeurs de bande interdite différentes. Pour cet empilement, il existe a priori un désaccord de maille entre les deux matériaux, définit en fonction de la composition en Germanium x suivant la relation :

$$f_m = \frac{(a_{\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x} - a_{\text{Si}})}{a_{\text{Si}}} \quad (\text{I-13})$$

Du fait de ce désaccord de maille, il existe deux types de croissance Figure I-3 [6]:

- Si l'épaisseur du film épitaxie est peu importante, on parle d'une croissance contrainte, où la maille de l'alliage SiGe s'accommode à celle du Si par une déformation tétragonale du réseau, cette déformation induit une augmentation du paramètre de maille perpendiculaire du SiGe.
- Dans le cas où le film SiGe est plus épais, il risque de dépasser la limite de stabilité. La croissance est alors relaxée et l'adaptation du réseau est rendue possible par la création de dislocations à l'interface SiGe/ Si. Il y a dès leur apparition, des dislocations qui se propagent depuis l'hétérojonction jusque dans le volume de SiGe, les couches éloignées auront ainsi tendance à être relaxées.

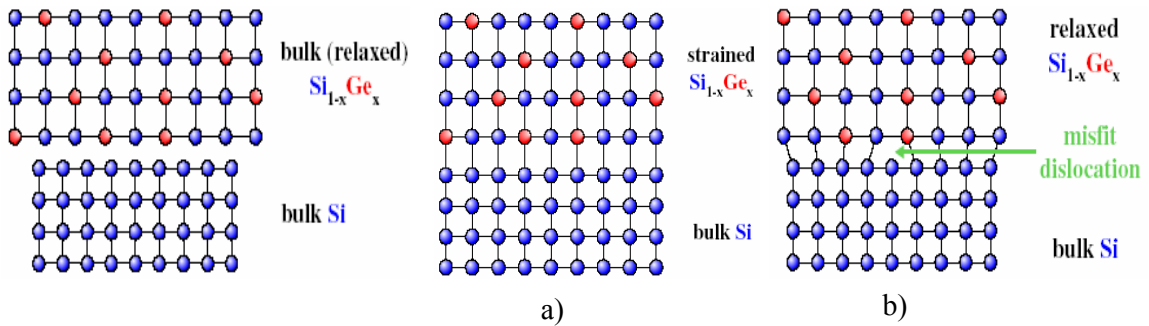


Figure I-3: Représentation plane de la structure cristalline d'hétérostructures SiGe/ Si. a) film SiGe contraint ; b) film SiGe relaxé

Les dislocations de matériaux constituent une dégradation profonde de la qualité du matériau, elles caractérisent donc un état critique qu'il n'est pas envisageable de tolérer dans un dispositif actif. Elles sont notamment la cause de mécanismes de recombinaison importants, ainsi que de courant de fuite et court-circuits. Seul le matériau contraint déposé en fine couche, est exploitable au sein des circuits actifs.

IV.1.2. Réduction de la bande interdite

Les atomes de Ge, qui sont une ligne en dessous du Si dans la classification périodique des éléments, possèdent un cortège électronique doté d'une couche supplémentaire vis-à-vis du Silicium. Son occupation spatiale est nécessairement plus volumineuse et la représentation des atomes en sphères permet ainsi de mieux comprendre la notion de contrainte qui s'en dégage [7].

La figure I-4 donne la représentation en trois dimensions d'une hétérojonction Si/SiGe. La partie supérieure représente l'alliage Silicium-Germanium dont le paramètre de maille est contraint par rapport à celui du Silicium. Les atomes de Germanium, qui sont plus gros, apparaissent ainsi compressés, leur cortège électronique modifie alors celui des atomes de Silicium voisins, ce qui se traduit par une modification des bandes d'énergie.

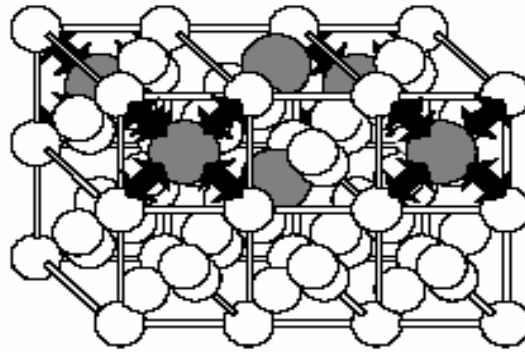


Figure I-4 : contrainte sur les liaison Si-Ge

La largeur de bande interdite, et l'ensemble de la structure de bande du matériau se retrouvent affectés par cette mise sous contrainte. Ainsi la fraction de Germanium dessine une modification de la bande interdite.

On peut trouver dans la littérature une relation linéaire qui peut modéliser de manière satisfaisante la réduction de la bande interdite.

$$\Delta E_{g,Ge}(x) = E_0 - 740x(\text{meV}) \quad [8] \quad (\text{I-14})$$

Il est également possible de trouver des équations sous la forme d'un polynôme du deuxième ou du troisième ordre.

$$\Delta E_{g,Ge}(x) = E_0 - 1.02x + 0.52x^2(\text{meV}) \quad [9] \quad (\text{I-15})$$

$$\Delta E_{g,Ge}(x) = E_0 - 0.96.x - 0.43x^2 + 0.17x^3(\text{meV}) \quad [10] \quad (\text{I-16})$$

E_0 représente l'énergie de bande interdite et x le pourcentage en Germanium

Pour 20% de Ge, la différence de largeur de bande interdite entre le SiGe contraint et le Si est typiquement de 150meV contre 90meV entre le SiGe relaxé et le Si. Au delà de 60%, la largeur de la bande interdite du SiGe contraint devient même inférieure à celle du Ge.

IV.1.3. Intérêt du matériau SiGe dans un TBH

Le transistor bipolaire à hétérojonction (TBH) est un équivalent sur matériaux composés du transistor bipolaire à homojonction sur Si. Par rapport à ce dernier le concept du TBH "SiGe" présente une évolution, qui consiste à introduire dans la couche de base une proportion de Ge dans le but de former un alliage $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$. Cette évolution du matériau de base créée afin de tirer à la fois partie des atouts de la technologie silicium et des avantages de l'hétérojonction pour la structure de bandes et les propriétés de transport.

Le SiGe possède une énergie de bande interdite plus faible que le Si. Une discontinuité de bande se forme alors à l'interface Si/SiGe : Le composant formé est un transistor à hétérojonction. Ceci permet, tout comme dans le cas du TBH III-V, de doper fortement la base et d'augmenter ainsi les performances fréquentielles du composant.

Les électrons et les trous possèdent une mobilité plus élevée dans le SiGe que dans le Si [11]. Cela favorise, d'une part, des temps de transit faibles, et d'autre part, une résistance de base faible. Ces deux caractéristiques vont dans le sens de meilleures performances fréquentielles.

Contrairement à sa concurrente III/V, la technologie SiGe bénéficie des avancées technologiques réalisées depuis des décennies sur les composants Silicium. Les technologies de lithographie et de gravure, très avancées sur Si, permettent d'utiliser des dimensions latérales très faibles, en plus de la possibilité d'utilisation de dépôts de polysilicium dopé. Celui-ci présente l'avantage d'avoir de très faibles résistances de contact avec les matériaux à base de Silicium.

IV.2. Principe de fonctionnement du TBH

La juxtaposition entre la base et l'émetteur de deux matériaux à «Gap» différents. Un matériau avec un «Gap» relativement grand pour l'émetteur (Si) et un matériau à faible «Gap» pour la base (SiGe), permet de différencier les forces et les barrières de potentiels appliquées aux électrons et aux trous. Ainsi, on fait croître l'efficacité d'injection des électrons en diminuant la barrière de potentiel vue par ces derniers, et on bloque les trous dans la base en augmentant la barrière de potentiel qui s'oppose à leur diffusion.

Pour mieux comprendre le fonctionnement du TBH, intéressons nous d'abord au diagramme de bandes d'énergie de celui-ci qui met en évidence la largeur de bande interdite du SiGe, et le décalage entre les bandes de valence et de conduction.

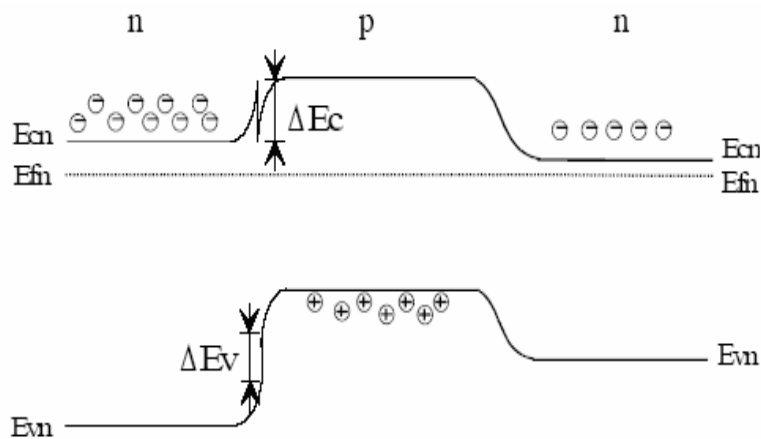


Figure I-5: Diagramme de bande d'énergie d'un TBH

En effet en ce qui concerne le décalage au niveau de la bande de conduction People et Bean [12] ont montré qu'il était négligeable dans le cas d'une couche de SiGe contraint sur du Si. La discontinuité de la largeur de bande interdite se trouve donc sur la bande de valence.

$$\Delta E_v(\text{SiGe/Si}) = 0.74x \tag{I-17}$$

IV.3. Les différents profils de Germanium

Dans un composant bipolaire à hétérojonction où la base est réalisée à partir d'un alliage de SiGe, le profil de Germanium peut être graduel, mais il peut tout à fait être carré, comme il peut être trapézoïdal, Gaussien, ou triangulaire.

Deux voies technologiques sont en compétition, et nous allons dans un premier temps les présenter, afin de déterminer le type de profil le plus adapté en comparant l'amélioration des performances apportées.

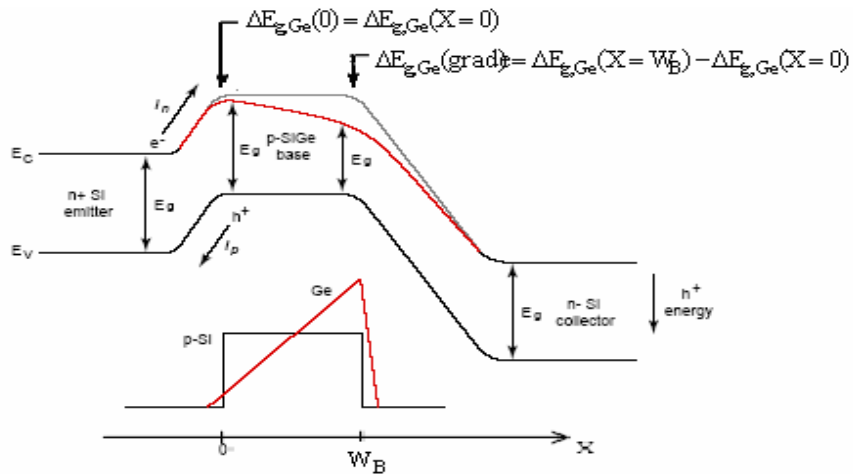


Figure I-6 : Diagramme d'énergie d'un HBT SiGe à profil graduel comparé à celui d'un profil constant

IV.3.1. Profil constant

Dans le cas d'un pourcentage de Ge constant, la largeur de la bande interdite de la base est réduite, ce qui entraîne une diminution de la barrière de potentiel vue par les électrons à la jonction émetteur-base.

L'énergie de bande interdite dans le SiGe s'écrit :

$$E_G(\text{SiGe}) = E_G(\text{Si}) - \Delta E_G \tag{I-18}$$

Où ΔE_G représente la discontinuité de la bande interdite entre le Si et le SiGe.

Ceci a pour effet d'augmenter exponentiellement le nombre d'électrons injectés de l'émetteur vers la base, d'où une meilleure efficacité d'injection. Donc, pour un même courant de base, le courant de collecteur est plus fort pour le cas d'une hétérojonction.

L'expression du courant de collecteur pour un TBH devient :

$$I_C = \frac{qSn_i^2(N_C N_V)SiGeD_{nB}(SiGe)}{N_{AB}(SiGe)(N_C N_V)SiW_B} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{KT}\right) \exp\left(\frac{\Delta E_G}{KT}\right) \quad (I-19)$$

Le gain en courant s'écrit alors:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{(N_C N_V)SiGeD_{nB}(SiGe)N_{DE}W_E}{(N_C N_V)SiD_{pE}N_{AB}(SiGe)W_B} \exp\left(\frac{\Delta E_G}{KT}\right) \quad (I-20)$$

En posant $\gamma = \frac{(N_C N_V)SiGe}{(N_C N_V)Si}$ et $\eta = \frac{D_{nB}SiGe}{D_{pE}Si}$

On abouti finalement à l'expression du rapport des gains en courant pour un HBT SiGe et un

BJT:
$$\frac{B_{SiGe}}{B_{Si}} = \eta \cdot \gamma \cdot \exp\left(\frac{\Delta E_G}{KT}\right) \quad (I-21)$$

L'augmentation du gain est dominée par le terme $\Delta E_G/KT$. On peut dire ainsi, q'un pourcentage de Germanium constant est plus adapté à des applications à fort gain en courant.

IV.3.2. Profil graduel

Le principe de la base à gradualité a été proposé par Kroemer en 1983. En effet, une gradualité de composition consiste à laisser les profils de dopages d'un composant bipolaire pratiquement inchangés et à introduire un «graduel» de Ge. En variant la composition de l'alliage SiGe dans la base entre l'émetteur et le collecteur de façon à obtenir une variation du niveau d'énergie de la bande de conduction côté collecteur. On peut créer ainsi un champ électrique accélérateur occasionnant une accélération des porteurs minoritaires (e^-) à travers la base.

Une structure TBH intégrant une base graduelle en composition présente plusieurs avantages par rapport à une structure à base uniforme :

- ☞ Augmentation de l'efficacité d'injection grâce au balayage par le champ des porteurs relaxés. En conséquence, le gain statique est augmenté [13].
- ☞ Les performances dynamiques (f_t et f_{max}) sont améliorées grâce à la diminution du temps de transit dans la base.
- ☞ Le gain statique est constant sur une plage de courant de collecteur plus importante: (il n'y a pas de dégradation du gain à faible courant). La raison de ce phénomène est que les recombinaisons de surface se produisant dans une base uniforme sont réduites dans une base graduelle, car les électrons sont balayés par le champ hors des zones de recombinaisons.

En tenant compte de la gradualité du profil de Germanium l'expression du courant de collecteur devient [14], [15]:

$$j_{C;SiGe} = \frac{qD_{nB} n_{i,Si}^2}{W_B N_B} \exp\left(e \frac{qV_{BE}}{KT} - 1\right) \times \left\{ \gamma \eta \frac{\Delta E_{g,Ge}(\text{grade})}{KT \left(1 - \exp\left(-\frac{\Delta E_{g,Ge}(\text{grad})}{KT}\right)\right)} \exp\left(\frac{\Delta E_{g,Ge}(0)}{KT}\right) \right\} \quad (I-22)$$

Où W_B représente la largeur de la base, N_B le dopage de la base, et D_{nB} le coefficient de diffusion des électrons dans la base.

Les paramètres γ et η tiennent respectivement compte de la réduction des densités d'états et de l'accroissement de la mobilité des électrons inhérents à la présence du Ge.

Le gain en courant β est ainsi également amélioré et l'expression du rapport des gains en courant pour un HBT SiGe et un BJT Si est donnée par la relation suivante :

$$\left. \frac{\beta_{SiGe}}{\beta_{Si}} \right|_{V_{BE}} = \left. \frac{j_{C,SiGe}}{j_{C,Si}} \right|_{V_{BE}} = \gamma \cdot \eta \cdot \frac{\Delta E_{g,Ge}(\text{grade})}{KT \left(1 - e^{-\frac{\Delta E_{g,Ge}(\text{grade})}{KT}}\right)} \cdot \exp\left(\frac{\Delta E_{g,Ge}(0)}{KT}\right) \quad (I-23)$$

Une autre conséquence due au profil graduel du Ge est l'amélioration de la tension d'Early VA dont nous utilisons la définition donnée par l'équation suivante [16].

$$\frac{V_{A,SiGe}}{V_{A,Si}} = e^{\frac{\Delta E_{g,Ge}(\text{grade})}{KT}} \left\{ \frac{1 - e^{-\Delta E_{g,Ge}(\text{grade})/KT}}{\Delta E_{g,Ge}(\text{grade})/KT} \right\} \quad (I-24)$$

Les conséquences de l'impact du profil de Ge sur les performances fréquentielles peuvent être étudiées au travers de l'impact sur le temps de transit du transistor.

Une forme graduelle du profil de Ge laisse comprendre que le champ électrique alors créé dans la bande de conduction va accélérer les électrons et réduire le temps de transite dans la base τ_b [17] qui présente le terme dominant dans le calcul du temps de transit total.

L'expression suivante donne l'amélioration par rapport à un BJT :

$$\frac{\tau_{b,SiGe}}{\tau_{b,Si}} = \frac{2}{\eta} \cdot \frac{KT}{\Delta E_{g,Ge}(\text{grade})} \left[1 - \frac{KT}{\Delta E_{g,Ge}(\text{grade})} \left(1 - \exp\left(\frac{-\Delta E_{g,Ge}(\text{grade})}{KT}\right) \right) \right] \quad (I-25)$$

Le temps de transit dans l'émetteur τ_e profite également de la présence du profil graduel du Ge. Il est en effet inversement proportionnel au gain, impliquant la réduction de ce dernier.

$$\frac{\tau_{e, SiGe}}{\tau_{e, Si}} = \frac{J_{C, SiGe}}{J_{C, Si}} = \frac{1 - e^{-\frac{\Delta E_{g, Ge}(\text{grade})}{KT}}}{\bar{\gamma} \cdot \bar{\eta} \left(\frac{\Delta E_{g, Ge}(\text{grade})}{KT} \right) \exp\left(\frac{\Delta E_{g, Ge}(0)}{KT} \right)} \quad (I-26)$$

On voit dans ce contexte, que le profil graduel permet d'améliorer plus d'un paramètre. Il est plus adapté à des applications hautes fréquences qu'à des applications fort gain en courant.

Donc, on peut dire que les performances du TBH SiGe sont dépendantes du profil de dopage et non du niveau de dopage, sauf pour le gain en courant qui dépend de la différence de bande interdite entre le Si et le SiGe [18].

Mais il faut noter que quel que soit le type de profil, le but n'est pas d'obtenir un gain en courant élevé, mais plutôt de profiter de cette augmentation comme d'un degré de liberté supplémentaire dans le choix de dopage de la base et de l'émetteur. En vérité, il est souvent choisi d'augmenter le dopage dans la base, ce qui fait diminuer le gain mais permet surtout de minimiser l'épaisseur de la base, ainsi que la résistance intrinsèque de base R_B et la capacité due à la jonction base-collecteur. La résistance de base est alors améliorée permettant d'augmenter la fréquence maximale d'oscillation.

V. DEFAUTS ELECTRIQUEMENT ACTIFS PRESENTS DANS LE TBH

V.1. Généralités

L'élaboration d'un composant semiconducteur ne conduit jamais à la perfection. Il existe toujours des défauts profonds qui peuvent nuire aux propriétés électriques du matériau, et de ce fait réduire les performances du dispositif associé.

L'état semi-conducteur est caractérisé par l'existence d'une bande interdite, c'est à dire un domaine d'énergie où la densité d'états électroniques est nulle. Mais il faut bien réaliser que cette structure de bande interdite parfaite est intimement liée à la périodicité du réseau cristallin. De sorte que toute rupture locale de cette périodicité peut induire un état électronique possible à l'intérieur de la bande interdite. On dit alors que le défaut introduit un "niveau profond".

Lorsque la perturbation du réseau cristallin est faible, les niveaux d'énergie obtenus se trouvent proches des bandes de conduction ou de valence. Si la perturbation est liée à un défaut plus complexe, le niveau d'énergie introduit dans la bande interdite est éloigné des bandes de conduction ou de valence. La conséquence est que lorsqu'un électron se déplace sous l'effet d'un

champ électrique, son comportement sera modifié à l'approche du défaut, à savoir il risque d'être piégé dans le niveau introduit dans la bande interdite par ce dernier.

V.2. Origine des défauts

Les conditions de fabrication du composant et de préparation des matériaux de départ jouent un rôle très important sur la qualité de ce dernier. Ainsi l'origine des centres profonds dans un composant peut être due à une imperfection de la structure (défauts intrinsèques) ou à des impuretés introduites dans le réseau (défauts extrinsèques). Comme ils peuvent être introduits dans la structure pendant les processus de réalisation du composant tel que la gravure des couches ou l'implantation pour le dopage.

Les défauts présents dans le composant peuvent être:

- Ponctuels tels que des impuretés en site substitutionnel ou interstitiel (des métaux de transition Co, Fe, Cr ect),.
- Des impuretés complexes de réseau ou des défauts étendus (dislocation, faute d'empilement).

V. 3. Statistique d'occupation des centres profonds

La figure I-7 représente le diagramme de bandes du volume d'un semi-conducteur où l'on reconnaît le bas de la bande de conduction, noté E_C , et le haut de la bande de valence, noté E_V . Soit une densité volumique N_T de pièges situés au niveau d'énergie E_T (dans la bande interdite du semi-conducteur).

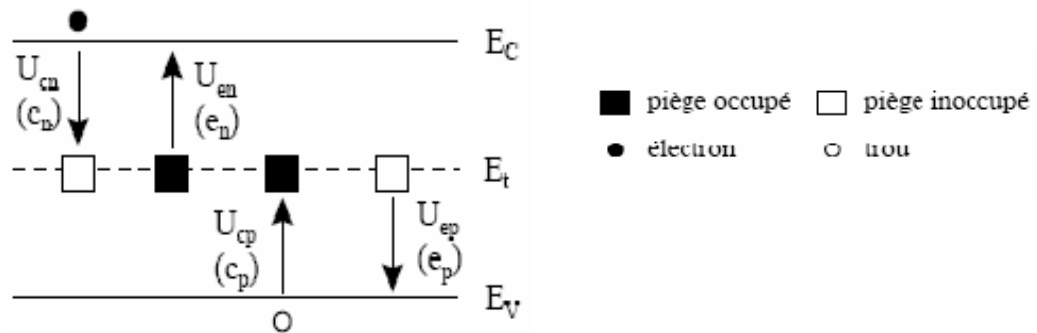


Figure I-7: Diagramme de bande d'énergie faisant apparaître des pièges a niveau d'énergie

Ces pièges capturent et émettent des porteurs libres, et peuvent être soit occupés par des électrons soit occupés par des trous. Les mécanismes de remplissage des pièges font intervenir la probabilité d'occupation F , et sont définis par les taux de capture et d'émission.

🌀 Taux de capture des électrons de la bande de conduction :

$$U_{cn} = c_n n N_T (1 - F) \tag{I-27}$$

Où n correspond à la densité d'électrons libres et c_n (m^3s^{-1}) au coefficient de capture d'un électron.

Ce coefficient dépend de la section efficace de capture des électrons σ_n et de la vitesse thermique des porteurs V_{th} .

$$c_n = \sigma_n V_{th} \tag{I-28}$$

☞ Taux d'émission des électrons des pièges vers la bande de conduction :

$$U_{en} = e_n N_T F \tag{I-29}$$

Où e_n (s^{-1}) représente le coefficient d'émission d'un électron piégé vers la bande de conduction. Ce coefficient dépend de la section efficace de capture des électrons et de la densité n qui correspond à la densité d'électrons dans le cas où le niveau de Fermi E_F est égal au niveau énergétique des pièges considérés.

☞ Taux de capture des trous de la bande de valence vers les pièges (ou émission d'électrons vers la bande de valence) :

$$U_{cp} = c_p p N_T F \tag{I-30}$$

Où p correspond à la densité de trous libres et c_p (m^3s^{-1}) au coefficient de capture d'un trou.

Ce coefficient dépend de la section efficace de capture des trous σ_p , et de la vitesse thermique des porteurs.

$$c_p = \sigma_p V_{th} \tag{I-31}$$

☞ Taux d'émission des trous vers la bande de valence (ou capture d'électrons de la bande de valence).

$$U_{ep} = e_p N_T (1 - F) \tag{I-32}$$

Où e_p (s^{-1}) représente le coefficient d'émission d'un trou piégé vers la bande de conduction. Ce coefficient dépend de la section efficace de capture des trous et de la densité p qui correspond à la densité de trous dans le cas où le niveau de Fermi est égal au niveau énergétique des pièges considérés.

Les coefficients d'émission des électrons e_n et des trous e_p (via respectivement les quantités n et p) dépendent de la position énergétique des pièges. Au contraire, les coefficients de capture des électrons et des trous multipliés respectivement par la densité en électrons et en trous libres ($c_n n$ et $c_p p$) sont indépendants de la position énergétique du piège, mais dépendent de la quantité de porteurs libres dans les bandes de conduction et de valence.

L'occupation des niveaux par un électron est bien évidemment donnée par la statistique de Fermi-Dirac, et dépend donc de la position du niveau de Fermi dans la bande interdite.

$$F(E_T) = \frac{1}{1 + \frac{1}{g} \exp\left(\frac{E_T - E_F}{KT}\right)} \quad (I-33)$$

A l'équilibre thermodynamique, le taux de recombinaison net est nul, ce qui revient à écrire que les processus d'émission et de capture se compensent.

Où on peut écrire : $e_n \cdot F - c_n \cdot (1-F) = 0$ pour les électrons, et $e_p \cdot (1-F) - c_p \cdot F = 0$ pour les trous.

Ainsi on abouti aux expressions des coefficients d'émission des électrons et des trous :

$$e_n = \sigma_n V_{thp} N_C \frac{1}{g} \exp\left(-\frac{E_C - E_T}{KT}\right) \quad (I-34)$$

$$e_p = \sigma_p V_{thp} N_V \frac{1}{g} \exp\left(-\frac{E_T - E_V}{KT}\right) \quad (I-35)$$

$$\text{Avec } v_{thn,p} = \left(\frac{3kT}{m_{n,p}^*}\right)^{\frac{1}{2}} \text{ et } N_{c,v} = 2\left(\frac{2m_{n,p}^* kT}{h^2}\right)^{\frac{3}{2}}$$

Ainsi la variation des taux d'émission peut s'exprimer en fonction de la température:

$$e_n = K_n \cdot \sigma_n \cdot T^2 \cdot \exp\left(-\frac{E_c - E_T}{kT}\right) \quad (I-36)$$

$$e_p = K_p \cdot \sigma_p \cdot T^2 \cdot \exp\left(-\frac{E_T - E_v}{kT}\right) \quad (I-37)$$

V. 3. Les mécanismes de transferts centres localisés -bandes

Les pièges et les centres recombinants sont identiques dans leur nature, la distinction se fait au niveau du mécanisme dominant l'échange de porteurs avec les bandes de valence et de conduction qui résulte de leur situation par rapport aux bandes. Les niveaux pièges sont suffisamment près d'une bande de conduction ou de valence pour que les porteurs piégés puissent être libérés par activation thermique. Les centres recombinants sont eux situés près du centre de la bande interdite, ce qui interdit pratiquement toute libération de porteurs par stimulation thermique.

Les pièges, en fonction des états d'occupation, vont moduler certaines grandeurs physiques telles que le courant ou la tension. Sur la figure I.8 nous donnons une représentation schématique simplifiée du phénomène de piégeage-dépiégeage. Cette figure illustre les transitions possibles entre un niveau de piège et les deux types de porteurs de charge.

Quatre types de transitions peuvent exister simultanément :

- ①-Un électron libre de la bande de conduction peut-être capturé par le niveau de piège qui était libre auparavant.
- ②-Le mécanisme inverse consiste en l'émission d'un électron, préalablement capturé par le piège, vers la bande de conduction.
- ③-L'émission d'un électron situé sur le niveau de piège vers la bande de valence est équivalente à la capture d'un trou de la bande de valence.
- ④- De même, la capture d'un électron de la bande de valence par le piège est équivalente à l'émission par ce même piège d'un trou vers la bande de valence.

Par conséquent l'état d'un électron ou d'un trou dans un semi-conducteur peut être de deux types: soit localisé (dans la bande de conduction pour un électron; dans la bande de valence pour un trou), soit délocalisé. Lorsque le porteur de charge, l'électron ou le trou, est dans un état délocalisé, il participe à la conduction. Par contre, lorsqu'il se trouve dans état localisé, il ne participe pas à la conduction.

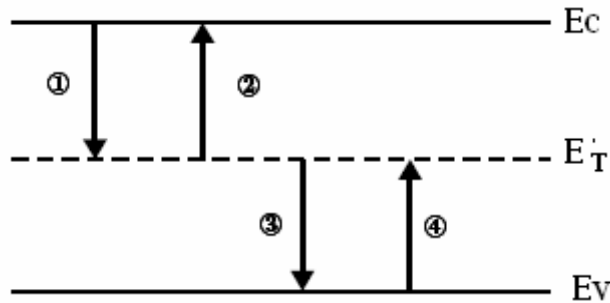


Figure I.8 : Représentation simplifiée des échanges électrons-trous entre bandes et niveaux localisés

V. CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons rappelé le principe de fonctionnement du transistor bipolaire à homojonction en mettant en évidence ses limites. Nous avons ainsi justifié le recours aux hétérojonctions Si/SiGe. En effet, l'utilisation de l'hétérojonction Si/SiGe a permis de dépasser les limites du transistor bipolaire tout silicium. L'introduction d'un alliage SiGe comme matériau de base a permis à la technologie bipolaire sur silicium de connaître des progrès dans le domaine de très hautes vitesses et d'améliorer les performances électriques du composant. En revanche, il faut veiller à prendre en considération la présence des défauts ponctuels qui existent dans le composant et qui se traduit par des effets parasites qui pénalisent les performances électriques du transistor.



Chapitre II

Conception du transistor

BJT et HBT sous ISE

I. INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à la conception du composant à simuler. Dans ce contexte le logiciel de simulation ISE-TCAD (*Integrated Systems Engineering*) que nous utilisons nous offre la possibilité d'exploiter deux voies distinctes pour définir le dispositif. La première voie nous permet de réaliser technologiquement le transistor bipolaire dans son intégralité à travers le module "DIOS". La seconde voie, quand à elle nous offre la possibilité, à travers le module "MDRAW", de définir manuellement la structure du transistor bipolaire à hétérojonction SiGe/Si.

Dans un souci d'économie de temps de calcul, et pour des raisons de symétrie de la structure, nous avons considéré une simulation de la moitié de la structure uniquement.

II. DEFINITION DE LA STRUCTURE SOUS "DIOS"

"DIOS" est un simulateur de processus de fabrication technologique pour des dispositifs à semi-conducteur. Il permet de simuler le "process" technologique dans son intégralité en intégrant successivement les différentes étapes technologiques. Il permet ainsi d'optimiser le composant, en contournant les étapes longues, fastidieuses, et coûteuses de fabrication. [19]

Dans ce chapitre, l'outil de simulation "DIOS" nous permet d'effectuer la simulation en deux dimensions du process de fabrication technologique d'un transistor bipolaire. En effet, ce dernier nous permet de définir les différentes étapes technologiques (l'implantation ionique, les recuits, l'oxydation, les différentes épitaxies et gravures), moyennant la définition d'un maillage approprié.

A la fin du procédé, la structure du dispositif simulé ainsi que les différents profils de dopage correspondant, sont visualisés à l'aide de l'outil de visualisation tridimensionnel "TECPLOT" [20].

II.1 Le maillage

Le maillage est une phase très importante pour la simulation du composant, étant donné que les calculs se font en chaque point de celui ci, la précision de la solution va donc dépendre de la qualité de ce dernier.

L'outil de simulation "DIOS", à travers des instructions précises permet de bien définir et d'affiner le maillage de la structure étudiée. Les zones sensibles, au niveau des futures jonctions où il existe de fortes variations de concentration de dopant, sont maillées de manière très fine, tandis que le reste de la structure est maillée de manière plus lâche.

```

Le maillage
!Affinements sur le maillage
!Repl(Cont(Maxtrl=7, RefineGradient=-6, RefineMaximum=-6,
RefineJunction=-6, !RefineBoundary=-7, Ngra=100))
!Adapt()
Repl(Cont(NGraphic=100))
Gra(Tri=on)
Print (Wait=0)
    
```

Tableau II-1: Syntaxe définissant le maillage

Ainsi la surface du dispositif étudié est décomposée en une multitude de triangles adjacents. Où à chaque sommet d'un triangle sont affectées les différentes caractéristiques de la structure à savoir la nature du matériau utilisé, la nature des dopants, et leurs concentrations.

II.2. Etapes technologiques

II.2.1 Définition du substrat

```

!grille initiale
Grid(Xleft=0, Xright=0.8, Ybottom=-1, Ytop=0, nx=4)
!Materiau de depart
Substrate(Element=p,Ysub=0,orientation=100, CONCentration=2e+16)
    
```

Tableau II-2 : Syntaxe définissant le substrat

Pour la fabrication du transistor, le début du procédé correspond à la définition du collecteur du transistor considéré. A cet effet, le substrat est défini géométriquement, et les différentes caractéristiques (dopage, orientation, et concentration) de ce dernier sont également déclarées. Ainsi le substrat initial du composant considéré est en silicium dont le dopage est de type "N", correspondant à une concentration de l'ordre de $2 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-2}$ de phosphore.

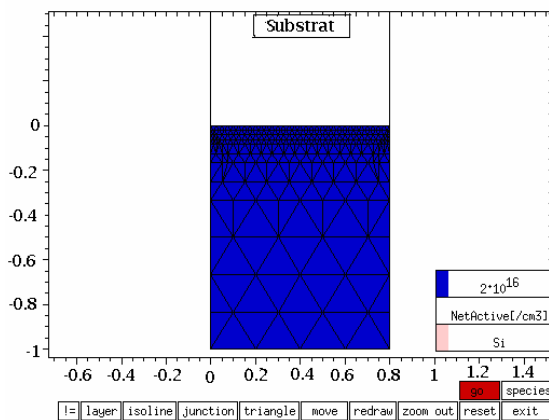
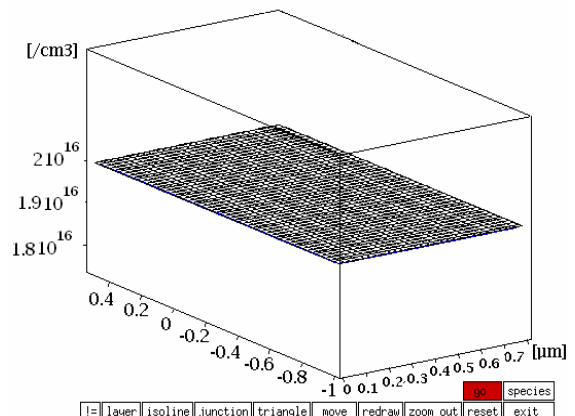


Figure.II.1 : a) Définition du substrat



b) Profil de dopage du substrat

II.2.2. Implantation de la base

```
!Implantation de la base
Comment('base implant')
Implant(Element=B, Dose=1e+13, Energy=30)
```

Tableau II-3 : Syntaxe correspondant à l'implantation de la base

La formation de la base du transistor se fait par une implantation du substrat. Cette implantation est effectuée avec une dose de Bore de l'ordre de 10^{13} cm⁻² et une énergie d'implantation de 30 KeV.

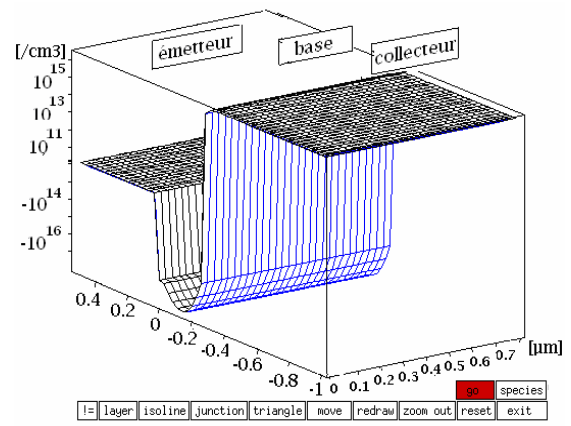
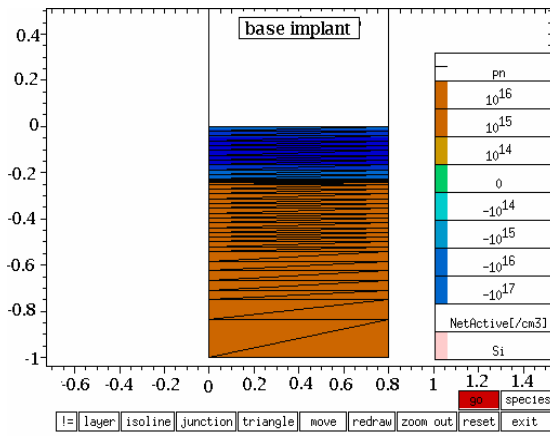


Figure.II.2 : a) Implantation de la base

b) Profil d'implantation de la base

II.2.3. Recuit de la base

```
!recuit de la base
Comment('base dirve')
Diff(Temperature=900, Time=5)
```

Tableau II-4 : Syntaxe correspondant au recuit de la base

L'implantation de la base provoque un désordre cristallin dû aux collisions que subissent les ions implantés avec les atomes de silicium. Un recuit à haute température serait nécessaire, pour activer les dopants et restaurer la qualité cristalline du matériau endommagé par l'implantation ionique.

Ainsi un traitement thermique de l'ordre de 900K effectué pendant une durée de 5 minutes, permet de guérir les défauts apparus dans la base. En effet, il permet la recristallisation des parties amorphisées par l'implantation d'atomes dopants dans le silicium, et active électriquement les dopants en les mettant dans des sites substitutionnels où ils sont électriquement actifs.

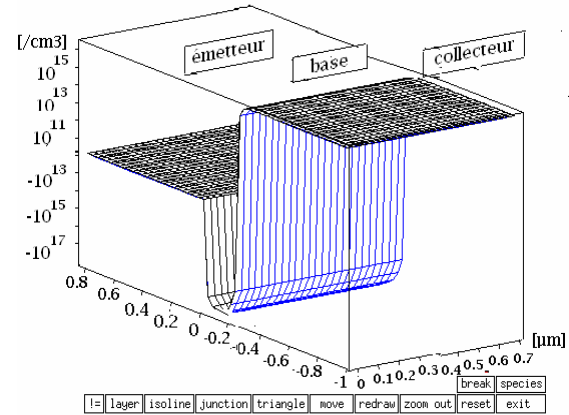
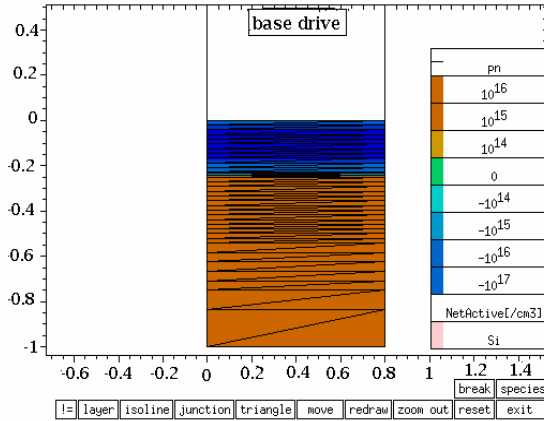


Figure.II.3 : a) Recuit de la base

b) Profil de dopage de la base intrinsèque

II.2.4. Dépôt du polysilicium

```
!Depot du polysilicium
Comment('deposit polysilicon')
Deposit(Material=Po, Thickness=0.3)
```

Tableau II-5 : Syntaxe correspondant au dépôt du polysilicium

Un dépôt d'une couche de 0.3µm de silicium polycristallin est effectué sur toute la surface du substrat. Cette couche va constituer par la suite l'émetteur extrinsèque du transistor.

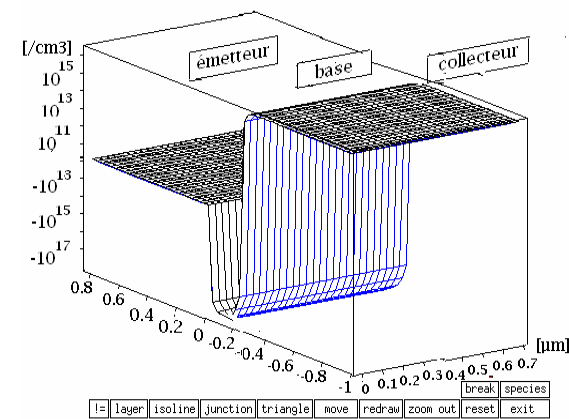
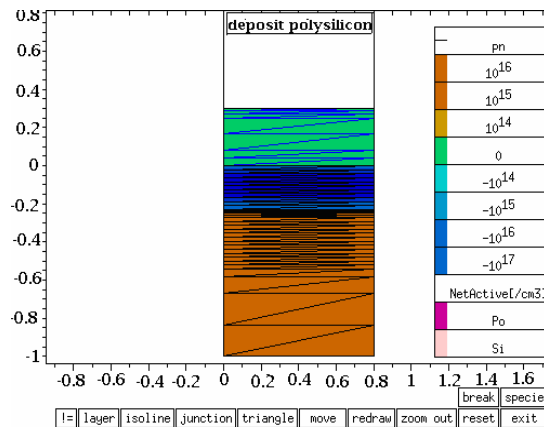


Figure.II.4 : a) Dépôt du polysilicium

b) Profil de dopage correspondant

Le polysilicium qui sert de contact d'émetteur, et de source de dopant pour l'émetteur monosilicium, améliore le gain en courant en introduisant une barrière à l'injection des trous dans la base. De plus le polysilicium forme une barrière pour les défauts d'implantation qui seront piégés dans les joints de grain de ce dernier.

II.2.5. Implantation du polysilicium

```
!Dopage du polysilicium
Comment('Implant in PolySi')
Implant(Element=As, Dose=3e+15, Energy=100)
```

Tableau II-6 : Syntaxe correspondant à l'implantation du polysilicium

Une implantation sur toute la surface du polysilicium à forte énergie, est réalisée avec une dose de $3.10^{15} \text{ cm}^{-2}$ d'arsenic et avec une énergie de 100KeV.

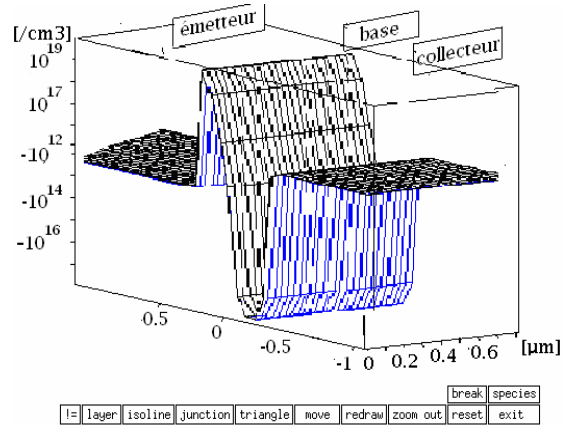
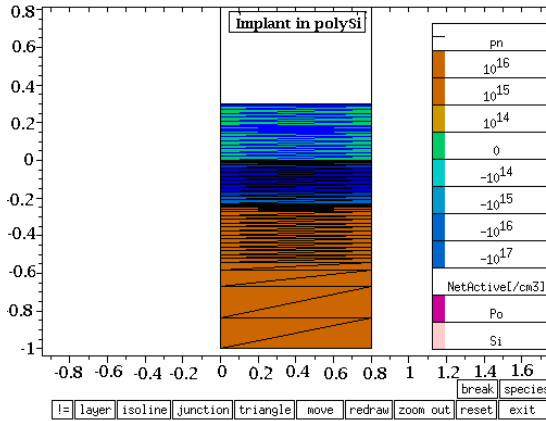


Figure.II.5 : a) Implantation de l'émetteur

b) Profil de dopage du polysilicium

II.2.6. Gravure du polysilicium

```
!Gravure du PolySi
Comment('creat the mask')
Mask(Material=Re, Thickness=2, X(0, 0.2))
Comment('Etch Po')
Etch(Material=Po, Stop=Sigas, Rate(Material=Po, Aniso=120), over=50,
dt=0.01)
Comment('Etch Re')
Etch(Material=Re)
```

Tableau II-7 : Syntaxe correspondant à la gravure du polysilicium

La fenêtre de l'émetteur polysilicium est définie par une gravure anisotrope. En effet cette étape est précédée par la définition de l'épaisseur et de la position du masque en résine, dont les dimensions correspondent à ceux de l'émetteur polysilicium.

La gravure anisotrope pratiquée présente l'avantage de la sélectivité entre matériaux. Elle est effectuée dans le polysilicium jusqu'à ce que la couche suivante (le silicium dans notre cas) soit détectée. Ainsi la gravure s'arrête spontanément aux interfaces des deux matériaux, mais en prenant en compte le temps qui correspond à la surgravure du polysilicium, et qui représente 50% du temps total de la gravure. (Figure II.6)

La surgravure cloisonne la jonction émetteur base, et favorise l'effet transistor dans le sens vertical en réduisant les effets latéraux. [21]

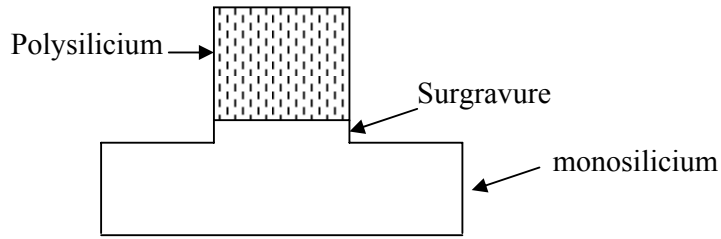


Figure.II.6 : Schéma de la surgravure

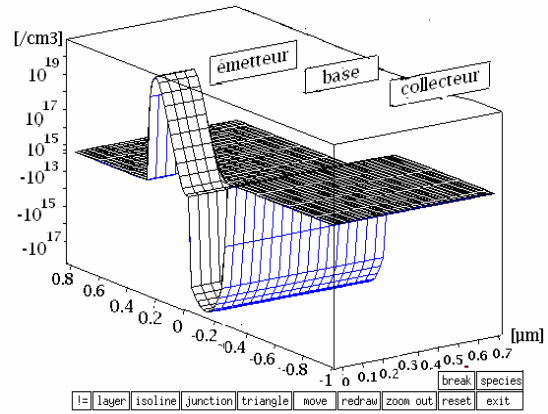
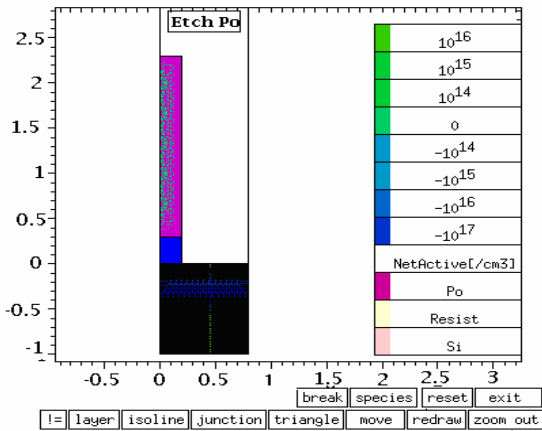


Figure.II.7 a) Gravure du polysilicium

b) Profil de dopage correspondant

L'étape de gravure du polysilicium est une étape critique dans le procédé de fabrication, où des dommages peuvent être engendrés à la structure. L'état de surface ainsi que la qualité de la couche subfacique se trouvent affectés, d'une part par le flux d'ions, mais aussi par les diverses contaminations chimiques. [22]

II.2.7. Recuit de l'émetteur

```
!Recuit de l'emetteur
Comment('Emitter drive')
Diff(Temperature=900, Time=30)
```

Tableau II-8 : Syntaxe correspondant au recuit de l'émetteur

Le dopage de l'émetteur par implantation nécessite un recuit a budget thermique élevé destiné à homogénéiser le dopage de ce dernier. Ainsi un recuit effectué à une température de l'ordre de 900°C, et pendant une durée de 30 minutes, permet la redistribution des dopants dans l'émetteur.

Lors de ce recuit de diffusion, une partie d'atomes d'Arsenic va diffuser dans le silicium monocristallin pour former l'émetteur intrinsèque. [21]

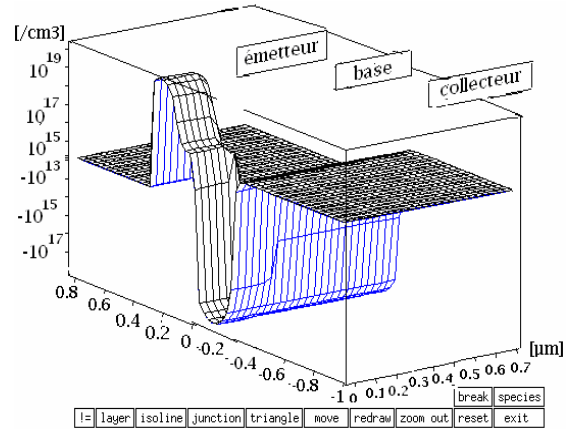
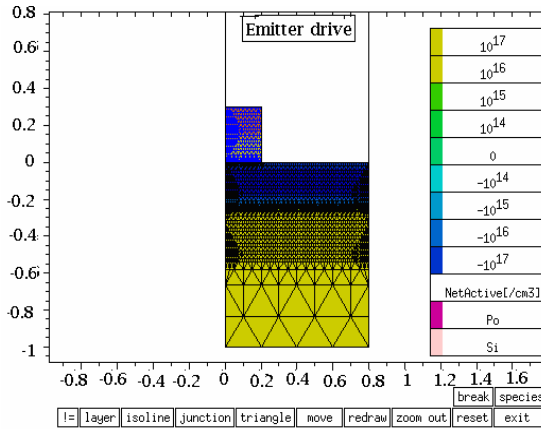


Figure.II.8 : a) Recuit de l'émetteur

b) Profil de dopage de l'émetteur

II.2.8. Implantation de la base extrinsèque (LDEB)(Lightly doped extrinseque base)

```
!Implantation de la base extrinseque
Comment('extrinsic base implant')
Implant(Element=B, Dose=2e+14, Energy=70)
```

Tableau II-9 : Syntaxe correspondant à l'implantation de la base extrinsèque

La base extrinsèque du transistor est définie par une implantation ionique. Cette implantation assure une bonne connexion entre la base intrinsèque et la base extrinsèque et permet de maintenir la résistance d'accès à la base suffisamment faible.

Cette technique permet de définir et de positionner l'émetteur et la base, en s'affranchissant des erreurs d'alignement des masques, on parle alors de l'auto alignement.

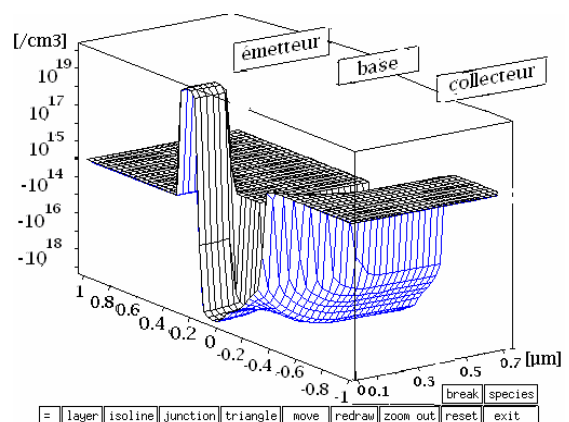
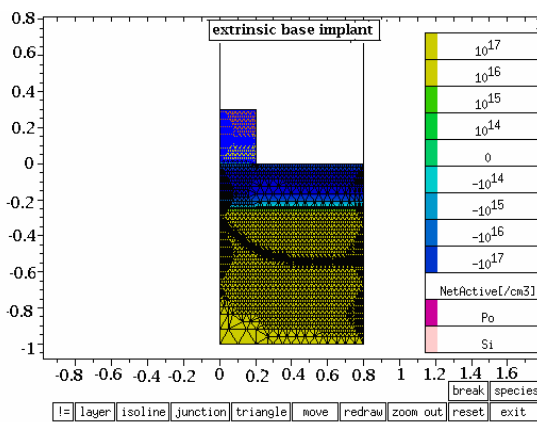


Figure.II.9: a) Implantation de la base extrinsèque

b) Profil de dopage de la base extrinsèque

Lors de l'étape d'implantation de la base extrinsèque, des défauts électriquement actifs seraient créés dans le matériau. En effet, cette étape provoque l'injection des interstitiels à proximité de la base intrinsèque, ce qui peut être la cause d'une diffusion anormale du dopant de base, le bore, renforçant ainsi, les risques d'élargissement de la base [23], [24].

II.2.9. Isolation électrique

II.2.9.1. Dépôt des espaceurs

```
!depot des espaceurs
Comment ('deposit spacer')
Deposit(Material=Ox, Thickness=0.3)
```

Tableau II-10 : Syntaxe correspondant au dépôt des espaceurs

Une étape d'oxydation sur toute la surface du composant permet de faire croître une épaisse couche d'oxyde d'isolation de l'ordre de 0.3µm (figure II.10.a).

II.2.9.2. Gravure des espaceurs et Ouverture des contacts

```
!Gravure de l'espaceur
Comment ('etch spacer back')
Etch(Material=Ox, Remove=0.3, Rate(Aniso=100))
```

Tableau II-11 : Syntaxe correspondant à l'ouverture de contacts

La gravure anisotropique donne forme aux espaceurs, ces derniers empêchent des courts circuits entre l'émetteur et la base extrinsèque, et la formation des capacités parasite. De plus ils assurent l'auto alignement des contacts de la base.

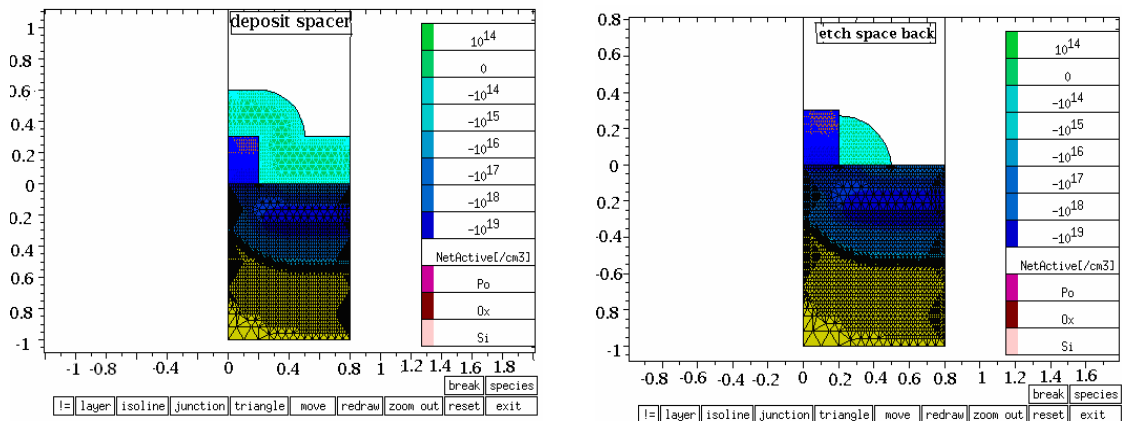


Figure.II.10 : a) Dépôt des espaceurs

b) Gravure des espaceurs

II.2.10. Contacts de la Base

II.2.10.1. Implantation des contacts de la base

```
!N+ base contact implant
Comment ('N+ base implant')
Implant(Element=B, Dose=1e+14, Energy=50)
```

Tableau II-12 : Syntaxe correspondant à l'implantations des contacts de la base

En considérant comme élément dopant le Bore avec une dose de 10^{14} cm^{-2} et une énergie d'implantation de 50KeV, on effectue l'implantation des contacts de la base. Ce surdopage est destiné à abaisser la résistivité des contacts.

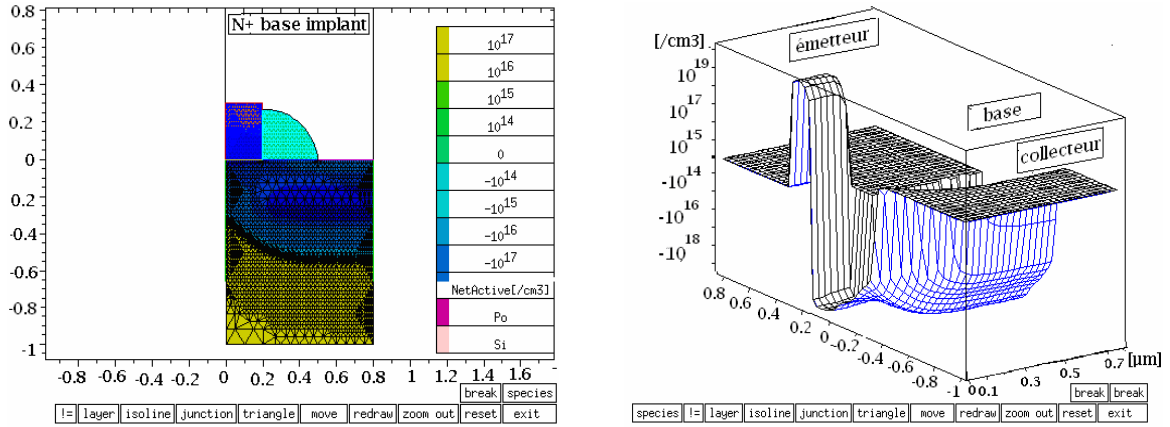


Figure.II.11 : a) Implantation des contacts de base b) Profil de dopage correspondant

II.2.10.2. Recuit des contacts de base

```
Comment('contacts drive')
Diff(Temperature=900, Time=30)
```

Tableau II-13 : Syntaxe correspondant au Recuit des contacts de base

Un recuit d'activation effectué pendant une durée de 30 minutes et pour une température de 900K, a pour but de guérir les défauts d'implantation des contacts de base et d'activer les dopants en les mettant dans des sites substitutionnels où ils sont électriquement actifs.

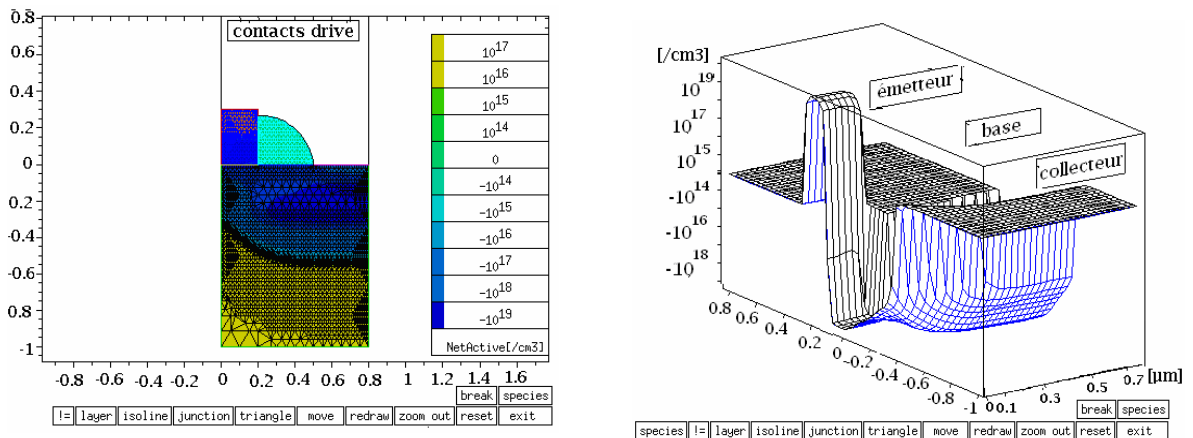


Figure.II.12 : a) Recuit de contacte de base b) Profil de dopage correspondant

II.2.11. Interconnexions

II.2.11.1. Dépôt de l'Aluminium

```
!depot de Al
Comment('Deposit Al')
Deposit(Material=Al, Thickness=0.05)
```

Tableau II-14 : Syntaxe correspondant au dépôt de l'Aluminium

L'Aluminium est le métal utilisé pour la métallisation des contacts de la structure. Ainsi un empilement d'une couche de l'ordre de $0.05\mu\text{m}$ d'épaisseur d'Aluminium est déposé sur toute la surface de la structure. (Figure II.13.a)

II.2.11.2. Gravure de l'Aluminium

```
!Gravure de Al
Comment('gravure de Al')
Mask(Material=Re, Thickness=2, X(0, 0.16, 0.6, 0.8))
Etch(Material=Al, Stop=(Oxgas, Sigas), Rate(Material=Al, Aniso=500),
Over=200)
Etch (Material=Re)
```

Tableau II-15 : Syntaxe correspondant la gravure de l'Aluminium

L'Aluminium est ensuite enlevé par une étape de gravure. Cette dernière s'effectue à travers un masque qui définit le contact de l'émetteur en polysilicium entre $x_1=0$ et $x_2=0.16\mu\text{m}$. Le contact de la base est considéré entre $x_3=0.6\mu\text{m}$ et $x_4=0.8\mu\text{m}$.

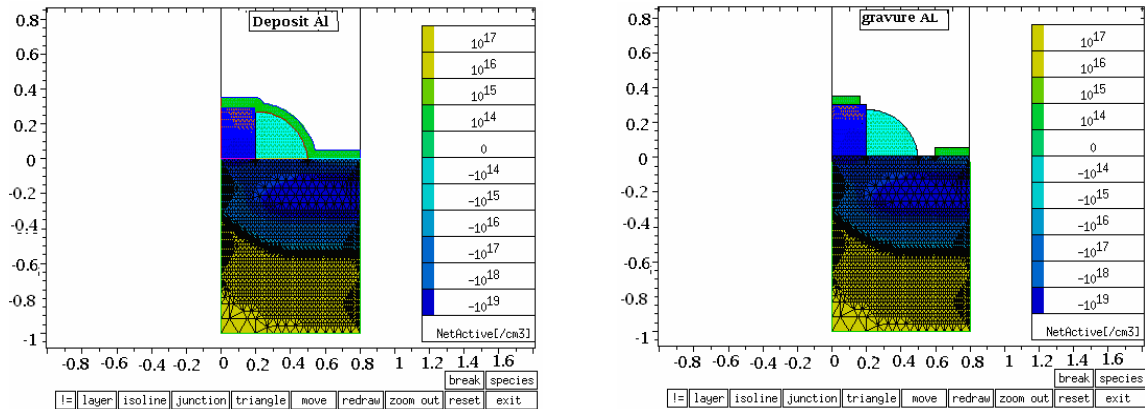


Figure.II.13 : a) Dépôt de l'Aluminium

b) Gravure de l'Aluminium

La simulation du "process" technologique nécessite beaucoup d'informations liées à la technologie de fabrication. Compte tenu du peu d'informations sur la technologie du fait du secret industriel, on peut s'affranchir de la partie "process", et démarrer directement sur l'aspect construction du composant. Cette méthode demande beaucoup moins d'informations technologiques puisque la structure du composant n'est plus simulée mais dessinée par le module "MDRAW"

III. DEFINITION DE LA STRUCTURE SOUS MDRAW

L'outil "MDRAW" nous offre une seconde alternative pour définir manuellement la structure à étudier afin d'étudier directement les caractéristiques du TBH (transistor bipolaire à hétérojonction). Le module "MDRAW" est un module de construction géométrique, qui permet l'élaboration bidimensionnelle des dispositifs électriques. En effet "MDRAW" permet de définir graphiquement la géométrie du composant en précisant la nature du matériau pour chaque zone. Il permet également de préciser les spécifications des différents profils de dopage relatifs à chaque région du dispositif, et de générer le maillage de la structure. [25]

La définition de la structure se résume en trois étapes: définition des régions et des électrodes, définition des dopages, et définition du maillage.

III.1. Définition de la géométrie

La première interface "Boundary" du module "MDRAW", correspond à la partie «définition géométrique de la structure» Il permet de définir directement la structure par des rectangles ou des formes géométriques appropriées en précisant les matériaux et les régions composant le dispositif. Il permet également la définition des différents contacts de la structure.

A cet effet, notre structure présente les caractéristiques suivantes:

III.1 .1. La base

La base du transistor correspond à une couche épitaxiée de l'alliage SiGe. Elle constitue un film mince dont la profondeur est de l'ordre de $0.1\mu\text{m}$.

III.1. 2. Le collecteur

Le collecteur est constitué d'une couche en silicium de $0.6\mu\text{m}$ d'épaisseur, et dont l'accès est obtenu grâce à une couche de contact prolongeant ainsi la zone de collecteur de $0.03\mu\text{m}$.

III.1. 3. L'émetteur

III.1. 3. 1. L'émetteur polysilicium

Le transistor présente un émetteur en polysilicium dont la largeur est de $0.27\mu\text{m}$. Le polysilicium qui sert de contact de l'émetteur, présente une très faible résistance de contact. Ceci permet de réduire fortement les dimensions intrinsèques du composant, sans être pénalisé par les résistances de contact.

III.1. 3. 1. L'émetteur monocristallin

En plus de la couche de polysilicium, l'émetteur peut également présenter un film mince de silicium monocristallin d'une profondeur de l'ordre de $0.03\mu\text{m}$. Son épaisseur résulte du

compromis entre la nécessité d'incorporer la zone de charge d'espace émetteur-base d'une part, et l'obtention d'une charge minimum dans l'émetteur d'autre part.

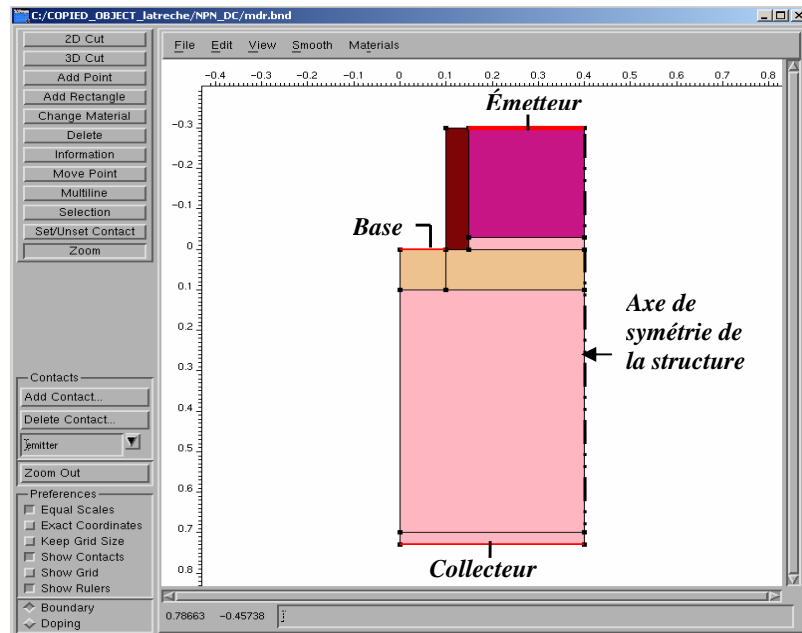


Figure II.14: Coupe schématique du TBH considéré

III.2. Définition du dopage et du maillage

Le deuxième mode "Doping" du module "MDRAW" permet d'établir les profils de concentration et de réaliser le maillage de la structure.

III.2.1. Dopage

Les différents dopages du transistor [26], ont été ajustés afin de minimiser les effets parasites et maximiser le gain.

III.2.1.1. Dopage de la base

Nous avons adopté le "Bore" comme élément dopant de la base, dont le profil est défini par une distribution gaussienne avec une concentration maximale de l'ordre de $2.5 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, et une concentration au niveau de la jonction B-C de $3 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ pour une longueur de diffusion de $0.1 \mu\text{m}$ (figure II.15).

La base du transistor doit être fortement dopée par rapport au collecteur, ce qui permet de réduire la résistance de la base et d'étendre la zone de charge d'espace coté collecteur. Ainsi les variations de la largeur de base sont réduites, et l'effet Early est limité.

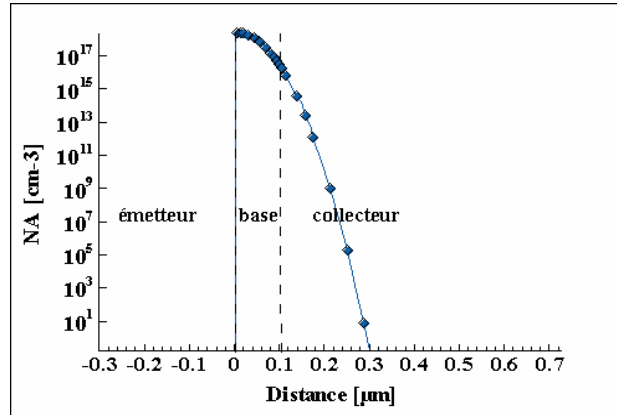


Figure : II.15 : Profil du Bore

III.2.1.2. Dopage de la base extrinsèque

La base extrinsèque présente un dopage constant de l'ordre de 10^{20}cm^{-3} du bore.

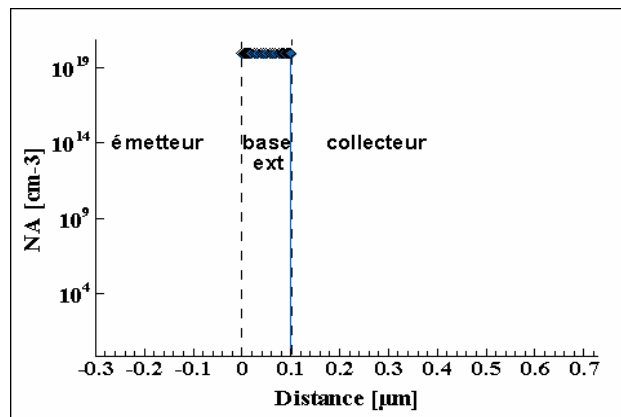


Figure.II.16 : Profil du Bore au niveau des bases extrinsèques

III.2.1.3. Dopage du collecteur

Dopé avec de l'Arsenic le collecteur présente un profil de dopage constant qui vaut 3.10^{16}cm^{-3} . Cependant dans le but d'assurer l'ohmicité du contact, celui-ci est dopé N^+ et il est défini par une fonction "erreur complémentaire", où la concentration maximale est de 10^{20}cm^{-3} .

III.2.1.4. Dopage de l'émetteur

L'élément dopant de l'émetteur est l'Arsenic et son profil de concentration est défini comme suit :

L'émetteur polysilicium présente un profil de dopage constant de l'ordre de $1.710^{20} \text{cm}^{-3}$. En effet le fort dopage de l'émetteur permet, d'obtenir une efficacité d'injection plus importante, donc un gain en tension plus grand, et favorise ainsi un bon contact de ce dernier.

Toutefois combiner un fort dopage de la base et de l'émetteur peut provoquer l'apparition de courant tunnel parasite dans la jonction. De plus, le gain en courant et les performances en fréquence d'un tel transistor sont limitées par une capacité de jonction émetteur-base élevée, liée à la faible épaisseur de la zone désertée.

Afin de conserver une base fine et fortement dopée tout en évitant ces effets néfastes, un émetteur monocristallin faiblement dopé de type N présente une solution à ce compromis [27]. En effet le dopage de ce dernier est défini par une fonction "erreur complémentaire" dont la concentration maximale est considérée de l'ordre de $1.7 \cdot 10^{20} \text{cm}^{-3}$ et dont la valeur au niveau de la jonction est de $2 \cdot 10^{15} \text{cm}^{-3}$. Par ailleurs, la présence d'une telle couche introduit une constante de temps supplémentaire, qui correspond à la charge de trous en excès dans celle-ci, qui est rédhitoire pour les performances fréquentielles du transistor. Donc on ne peut se permettre d'utiliser cet émetteur monocristallin qu'a condition de pouvoir contrôler son épaisseur.

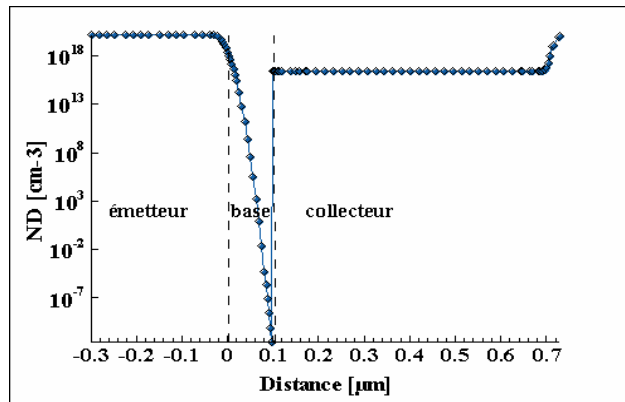


Figure.II.17 : Profil d'Arsenic

III.2.1.5. Profil total du dopant

Le profil global de la structure réalisée est représenté sur la figure II.18

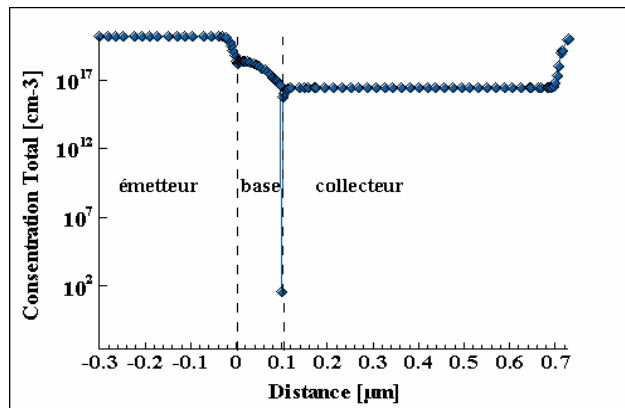


Figure.II.18 : Profil de dopage total

III.2.2. Définition du taux de Germanium

Les performances dynamiques du transistor peuvent être améliorées par la création d'un champ accélérateur pour les électrons dans la base neutre. Dans le cas d'un transistor à base SiGe, un gradient du taux de Germanium dans la base crée un champ accélérateur pour les électrons. Pour cela nous avons choisi un taux de Ge dans la base, représenté par un profil graduel (Figure.II.19) superposé à celui du dopage de la base et dont le maximum est de 20% de taux de Germanium.

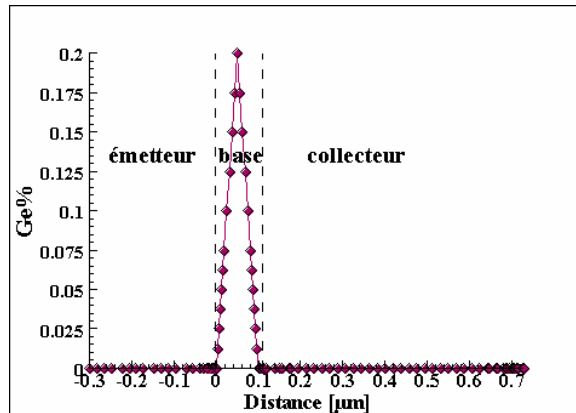


Figure II-19 : Profil de Germanium considéré

III.2.3. Maillage

L'une des étapes les plus importantes pour la définition de la structure est le maillage. Cette étape consiste à raffiner la structure définie précédemment par rapport à la variation de la concentration des impuretés dopantes, ou une autre fonction définie par l'utilisateur. En effet, un maillage trop grossier peut donner de mauvaises solutions, cependant si un maillage trop fin apportera plus de précision, il risque d'imposer un temps de calcul trop long voir des problèmes de convergence.

Un compromis consiste à appliquer sur la structure un maillage qui n'est pas uniforme et qui varie selon la région. Ainsi, le maillage doit être affiné au niveau des régions sensibles où le dopage varie fortement, nous citons en particulier les jonctions, les régions où les charges s'accumulent, et au niveau des zones peu dopées mais sous forte polarisation. Cependant le reste de la surface peut être affinée de façon plus lâche.

La répartition des charges stockées à travers tous les interfaces de la zone active du transistor (figure II.20), nous permet d'avoir une bonne prédiction de l'affinement du maillage à travers la structure.

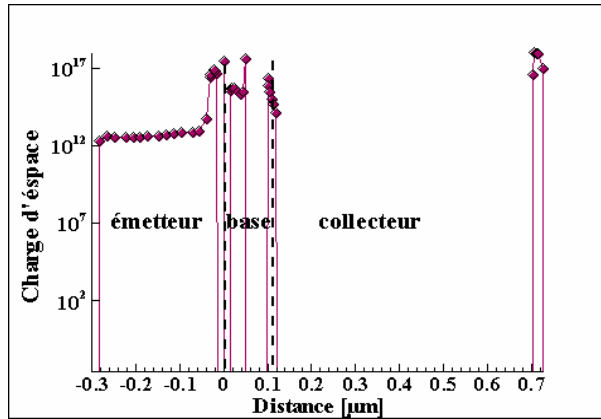


Figure.II.20 : Charge totale dans le transistor

Ainsi nous avons appliqué un maillage rectangulaire très fin au niveau des jonctions Emetteur/Base et Base/Collecteur (longueur de la cellule: 0.005 µm et sa largeur 0.002 µm) et plus lâche par ailleurs où les mailles définies ont des dimensions supérieures afin de minimiser le temps de calcul.

Notons toutefois qu'il est nécessaire de mailler un peu plus finement au niveau de l'interface Espaceurs/Emetteur au niveau de la base et l'interface collecteur/contact collecteur. La figure II.21 montre la structure avec les diverses tailles de mailles dans les régions du composant, ou le nombre de points générés par le maillage était de 4868.

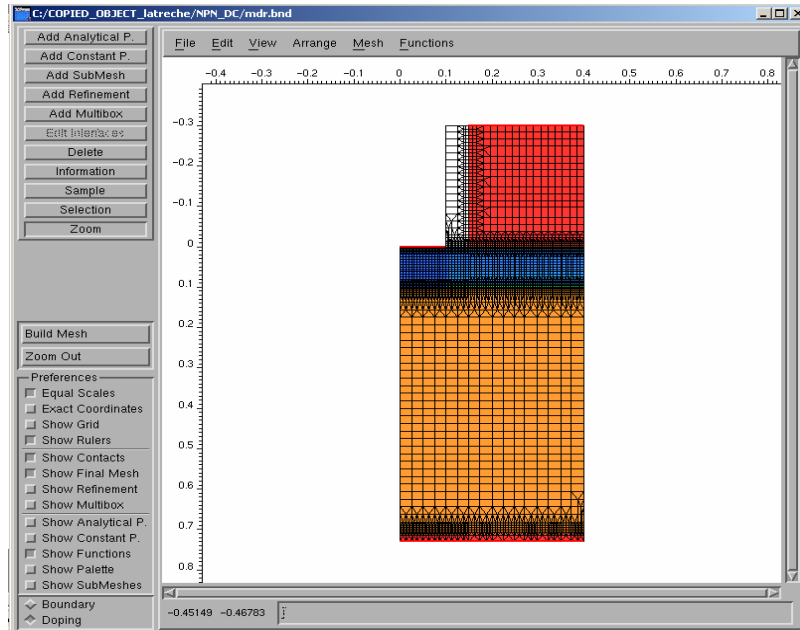


Figure.II.21 : Allure du maillage

IV.CONCLUSION

Nous venons de présenter les principales étapes que nous avons suivi afin de définir le transistor bipolaire tout silicium et le transistor bipolaire à hétérojonction SiGe/Si.

Ainsi nous avons utilisé le module de conception technologique "**DIOS**" pour la description des étapes technologiques nécessaires à la fabrication du transistor bipolaire. Une attention particulière a été donnée aux étapes technologiques, induisant des défauts électriques dans le composant.

Le module "**MDRAW**" quand a lui, nous a permis d'élaborer la structure, le dopage, et le maillage du transistor bipolaire à hétérojonction SiGe/Si sans pour autant le concevoir technologiquement.



Chapitre III

Modèles physiques
considérés

I. INTRODUCTION

L'utilisation du matériau SiGe contraint sur Si pour la simulation électrique nécessite la définition d'un ensemble de paramètres (mobilité, taux de génération-recombinaison) qui dépendent non seulement du matériau mais également de son dopage et éventuellement de certains paramètres locaux, tels que le champ électrique et la concentration de porteurs. Ainsi, pour tenir compte de ces dépendances, il est nécessaire d'établir des modèles physiques appropriés au SiGe.

Dans ce contexte, notre outil de simulation, le logiciel ISE-TCAD (Integrated Systems Engineering) fournit à travers son module de simulation DESSIS [28] un ensemble de modèles physiques, pouvant être appliqués aux différents types de dispositifs à semi-conducteur.

Ainsi le but de ce chapitre, est donc de mettre en évidence les modèles physiques adaptés à la simulation numérique de composants réalisés en utilisant du SiGe contraint sur Si.

II. MODELE MATEMATIQUE DDM (DRIFT DIFFUSION MODEL)

Les simulations que nous effectuons sont basées sur l'utilisation du modèle DDM (drift diffusion model). Ce dernier permet de décrire l'état de la structure étudiée à l'équilibre et hors équilibre thermodynamique. Le modèle de dérive-diffusion est largement utilisé pour la simulation du transport de porteurs dans les composants semi-conducteurs. Cependant il apparaît insuffisant au dessous de 20nm d'épaisseur de base. Nous considérons des épaisseurs de base de l'ordre du micromètre, il reste donc parfaitement acceptable.

II.1. Équations de base pour la simulation de Dispositifs Semi-conducteurs

Le modèle dérive-diffusion présenté est basé sur un système d'équations permettant de décrire l'état de fonctionnement d'un composant semi-conducteur.

Les densités de courant pour les électrons et les trous sont données par:

$$\vec{J}_n = \mu_n \cdot n \cdot \vec{\text{grad}}(E_{F_n}) \quad (\text{III-1})$$

$$\vec{J}_p = \mu_p \cdot p \cdot \vec{\text{grad}}(E_{F_p}) \quad (\text{III-2})$$

Où μ_n et μ_p représente la mobilité des électrons et des trous.

n et p les densités de porteurs libres des électrons et des trous

E_{F_n} et E_{F_p} les pseudo niveau de fermi.

Les trois équations de base qui régissent le transport de charge dans les dispositifs semi-conducteur, sont l'équation de Poisson et les équations de continuités des électrons et des trous.

i) équation de Poisson

L'équation de Poisson permet la description de l'évolution du champ en fonction des densités de porteurs. Ramenée au potentiel électrostatique, elle fournit l'équation suivante :

$$\text{div}(\text{grad}(V)) = \frac{\rho}{\epsilon_{S/C}} - \frac{1}{\epsilon_{S/C}} \frac{dV}{dx} \frac{d\epsilon_{S/C}}{dx} \tag{III-3}$$

Où $\epsilon_{S/C}$ présente la permittivité du semi-conducteur considéré.

ii) équation de continuité des charges

Les équations de continuité traduisent l'équilibre entre flux entrants et sortants avec les variations de charges dans le volume. Deux équations de continuité des charges en sont déduites, l'une pour les électrons, l'autre pour les trous :

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{q} \cdot \text{div} \vec{J}_n + G_n - R_n \tag{III-4}$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{1}{q} \cdot \text{div} \vec{J}_p + G_p - R_p \tag{III-5}$$

Où G_n, G_p, R_n et R_p sont les taux de génération et de recombinaison des électrons et des trous respectivement.

II.2. Probabilité de présence de porteurs

II.2.1. Statistique de Fermi-Dirac

La répartition en énergie des électrons suit la loi statistique fondamentale de Fermi-Dirac, où la fonction f_n définit la probabilité de présence d'un électron à un niveau d'énergie donnée E.

$$f_n(E) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - E_F}{KT}\right)} \tag{III-6}$$

Et la probabilité de présence de trou est donnée par :

$$f_p(E) = 1 - f_n(E) \tag{III-7}$$

Où E_F est le niveau de fermi.

Les densités de porteurs libres des électrons et des trous sont données par la relation suivante :

$$n = \int_{E_C}^{\infty} S_n(E) f_n(E) dE \tag{III-8}$$

$$p = \int_{\infty}^{E_V} S_p(E) f_p(E) dE \tag{III-9}$$

Ces intégrales ne se résolvent pas analytiquement, le simulateur doit donc trouver une convergence numérique de ces intégrales afin d'extraire la position du niveau de Fermi en fonction des concentrations de dopants en supposant que les porteurs majoritaires sont égaux à :

$$n=N_D, p=N_A$$

Où N_D et N_A représentent les niveaux de dopage considérés.

Et on obtient ainsi :

$$n = N_c F_{1/2} \left(\frac{E_{FN} - E_c}{KT} \right) \quad (III-10)$$

$$p = N_v F_{1/2} \left(\frac{E_v - E_{FN}}{KT} \right) \quad (III-11)$$

Où $F_{1/2}$ est l'intégrale de Fermi de l'ordre 1/2.

Les pseudo-niveaux de fermi dans chaque région sont alors donnés par :

$$E_{FN} = E_C + KT \ln \left(\frac{n}{N_C} \right) - KT \ln \gamma_n \quad (III-12)$$

$$E_{FP} = E_V + KT \ln \left(\frac{p}{N_V} \right) - KT \ln \gamma_p \quad (III-13)$$

Où N_C et N_V sont les densités effectives d'états respectivement des électrons et des trous.

γ_n et γ_p représentent l'influence de la statistique de Fermi-Dirac et sont donnés par :

$$\gamma_n = \frac{F_{1/2}(\eta_n)}{\exp(\eta_n)} \quad \eta_n = \frac{E_{FN} - E_C}{KT} = F_{1/2}^{-1} \left(\frac{n}{N_C} \right)$$

$$\gamma_p = \frac{F_{1/2}(\eta_p)}{\exp(\eta_p)} \quad \eta_p = \frac{E_V - E_{FP}}{KT} = F_{1/2}^{-1} \left(\frac{p}{N_C} \right)$$

II.2.2. Statistique de Boltzmann

Dans le cas de dopage modéré ($<10^{19} \text{cm}^{-3}$), l'approximation de la statistique de Fermi-Dirac, par la statistique de Boltzmann fournit une fonction de présence des porteurs simplifiée :

$$f_n(E) = \exp \left(\frac{E_F - E}{KT} \right) \quad (III-14)$$

Le calcul des densités de porteurs libres des électrons et des trous est donné alors par les relations suivantes :

$$n = N_c \cdot \exp\left(\frac{E_{FN} - E_c}{KT}\right) \quad (\text{III-15})$$

$$p = N_v \cdot \exp\left(\frac{E_v - E_{FP}}{KT}\right) \quad (\text{III-16})$$

Alors les expressions des pseudo- niveaux de fermi deviennent :

$$E_{FN} = E_C + KT \ln\left(\frac{n}{N_C}\right) \quad (\text{III-17})$$

$$E_{FP} = E_V + KT \ln\left(\frac{p}{N_V}\right) \quad (\text{III-18})$$

Afin d'effectuer des simulations électriques de composants semi-conducteur dont le fonctionnement est régi par le modèle DDM, il est nécessaire d'y associer les modèles physiques correspondants.

III. MODELES PHYSIQUES

III.1. Structure De Bande du TBH

Lorsque deux matériaux hétérogènes sont mis en contact, il apparaît une discontinuité de bande due à la fois à l'écart d'énergie d'extraction du vide χ et à la largeur de bande interdite E_g . Les variations sur le binôme (χ, E_g) définissent la discontinuité qui se répercute sur les bandes de conduction et de valence. Mais souvent, on traite les discontinuités de bande à travers les discontinuités de bande de valence et de conduction, ΔE_v et ΔE_c . Ceci est plus pratique, puisque l'influence est directe sur les caractéristiques électriques des dispositifs.

$$E_C = \phi + \frac{E_g}{2} \quad (\text{III-19})$$

$$E_V = \phi - \frac{E_g}{2} + \Delta E_V \quad (\text{III-20})$$

Une comparaison des schémas respectifs des bandes d'énergies d'un transistor bipolaire à homojonction et d'un transistor bipolaire à hétérojonction, nous permet de constater la principale différence entre les deux types de transistor (figure III.1).

A cet effet, la présence du Germanium se traduit, d'une part par une réduction de la largeur de bande interdite à la jonction Base-Emetteur, diminuant ainsi la barrière de potentiel vu par les électrons lors de leur injection dans la base, et augmentant la barrière vue par les trous pour passer de la base vers l'émetteur. Et d'autre part, par la création d'un champ électrique dans

la bande de conduction, occasionnant une accélération des porteurs minoritaires (e^-) à travers la base. La présence de Germanium crée donc une barrière de potentiel négligeable pour les électrons, mais une grande barrière de potentiel pour les trous.

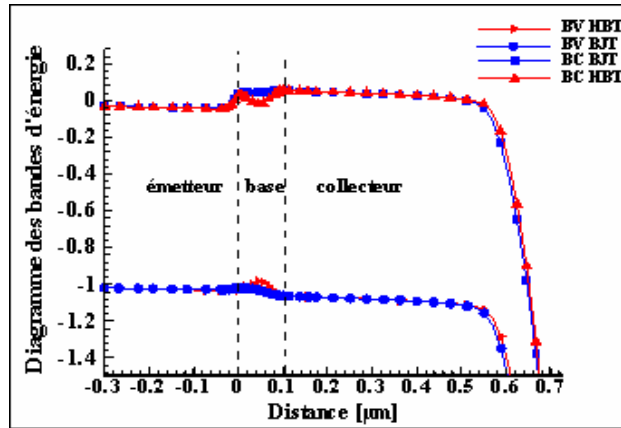


Figure III.1 : Diagramme des bandes d'énergie pour un BJT et un TBH

III.2. Largeur de bande interdite

La largeur de bande interdite évolue en fonction de la température, de la concentration des dopants et de la composition de l'alliage SiGe, autour d'une valeur unique.

Classiquement, il est possible de décomposer la valeur de la bande interdite en trois termes traduisant l'influence de la température $E_{gTemp}(T)$, le rétrécissement de bande $E_{g,bng}$ (bandgap narrowing) dû à la présence de dopants, et le rétrécissement de bande $E_{gGe}(x)$ dû à la présence de Germanium (bandgap engineering).

III.2.1. Composante principale de la bande interdite

La valeur typique de la composante principale de la bande interdite utilisée peut être la largeur de la bande interdite du silicium à 300K. Mais il est plus adapté de traiter comme valeur typique, la largeur de bande interdite du silicium à la température 0 K.

III.2.2. Variation de la bande interdite avec la température

La dépendance de la valeur de la bande interdite E_g en fonction de la température est donnée par la relation suivante :

$$E(T) = E_g(0) - \frac{\alpha_T \cdot T^2}{T + B_T} \tag{III-21}$$

Dans le cas du silicium pur, α_T et β_T sont des constantes.

$E_g(0)$ présente la valeur de la bande interdite E_g à $T=0K$. Elle est donnée par la relation suivante:

$$E_g(0) = E_{g,0} + \Delta E_{g,0} \tag{III-22}$$

Où $\Delta E_{g,0}$ présente le terme correcteur de la variation de la bande interdite approprié au modèle Bandgap Narrowing (BGN).

III.23. Composante de rétrécissement due à la fraction de Germanium $\Delta E_g \text{Ge}(x)$

La largeur de bande interdite et l'ensemble de la structure de bande du matériau se retrouvent affectés également, par la mise sous contrainte du film SiGe. La bande de valence se rapproche alors de la bande de conduction, et ainsi la largeur de la bande interdite se trouve diminuée.

Le module de simulation électrique "DESSIS" du logiciel ISE-TCAD présente un modèle qui permet d'adapter le calcul de la largeur de bande interdite à travers la dépendance des termes $E_{g,0}$, α_T et β_T (relation III-21) du taux de Germanium. Cette dépendance est fournie sous la forme d'un jeu d'équations définies par intervalles en fonction du taux de Germanium choisi.

Ainsi les termes $E_{g,0}, \alpha_T, \beta_T$ s'expriment alors sous la forme suivante:

(x ≤ 0.245)	$E_g = 1.08 + x * (0.945 - 1.08) / 0.245$
	$\alpha_T = 4.73 \cdot 10^{-4} + x(4.7398 \cdot 10^{-4} - 4.73 \cdot 10^{-4}) / 0.245$
	$\beta_T = 6.36 \cdot 10^2 + x(5.3775 \cdot 10^2 - 6.36 \cdot 10^2) / 0.245$
(0.245 < x ≤ 0.35)	$E_g = 0.945 + (x - 0.245) * (0.87 - 0.945) / (0.35 - 0.245)$
	$\alpha_T = 4.7389 \cdot 10^{-4} + (x - 0.245) * (4.7441 \cdot 10^{-4} - 4.7398 \cdot 10^{-4}) / (0.35 - 0.245)$
	$\beta_T = 5.3775 \cdot 10^2 + (x - 0.245) * (4.9565 \cdot 10^2 - 5.3775 \cdot 10^2) / (0.35 - 0.245)$
(0.35 < x ≤ 0.5)	$E_g = 0.87 + (x - 0.35) * (0.78 - 0.87) / (0.5 - 0.35)$
	$\alpha_T = 4.744 \cdot 10^{-4} + (x - 0.35) * (4.751 \cdot 10^{-4} - 4.744 \cdot 10^{-4}) / (0.5 - 0.35)$
	$\beta_T = 4.9565 \cdot 10^2 + (x - 0.35) * (4.3551 \cdot 10^2 - 4.9565 \cdot 10^2) / (0.5 - 0.35)$
(0.5 < x ≤ 0.6)	$E_g = 0.78 + (x - 0.5) * (0.72 - 0.78) / (0.6 - 0.5)$
	$\alpha_T = 4.751 \cdot 10^{-4} + (x - 0.5) * (4.7541 \cdot 10^{-4} - 4.751 \cdot 10^{-4}) / (0.6 - 0.5)$
	$\beta_T = 4.3551 \cdot 10^2 + (x - 0.5) * (3.9541 \cdot 10^2 - 4.3551 \cdot 10^2) / (0.6 - 0.5)$
(0.6 < x ≤ 0.675)	$E_g = 0.72 + (x - 0.6) * (0.69 - 0.72) / (0.675 - 0.6)$
	$\alpha_T = 4.7541 \cdot 10^{-4} + (x - 0.6) * (4.7591 \cdot 10^{-4} - 4.7541 \cdot 10^{-4}) / (0.675 - 0.6)$
	$\beta_T = 3.951 \cdot 10^2 + (x - 0.6) * (3.4126 \cdot 10^2 - 3.951 \cdot 10^2) / (0.675 - 0.6)$
(0.675 < x ≤ 0.735)	$E_g = 0.69 + (x - 0.675) * (0.67 - 0.69) / (0.735 - 0.675)$
	$\alpha_T = 4.7594 \cdot 10^{-4} + (x - 0.675) * (4.771 \cdot 10^{-4} - 4.7594 \cdot 10^{-4}) / (0.735 - 0.675)$
	$\beta_T = 3.4126 \cdot 10^2 + (x - 0.675) * (2.351 \cdot 10^2 - 3.4126 \cdot 10^2) / (0.735 - 0.675)$
(0.735 < x)	$E_g = 0.67$
	$\alpha_T = 4.77 \cdot 10^{-4}$
	$\beta_T = 2.351 \cdot 10^2$

Tableau III.1: Evolution de la bande interdite en fonction du taux de Germanium [28]

Ainsi, il serait aisé de contrôler la largeur de bande interdite par l'intermédiaire de la fraction x de Germanium dans l'alliage contraint. On peut donc vraiment parler de réglage de la bande interdite: c'est le "bandgap engineering".

La figure III.2 met en évidence le rétrécissement de la bande interdite dû à l'apport du SiGe dans la base du transistor bipolaire. En effet, elle nous permet de constater la réduction de la bande interdite d'un TBH au niveau de la base par rapport à celle d'un BJT.

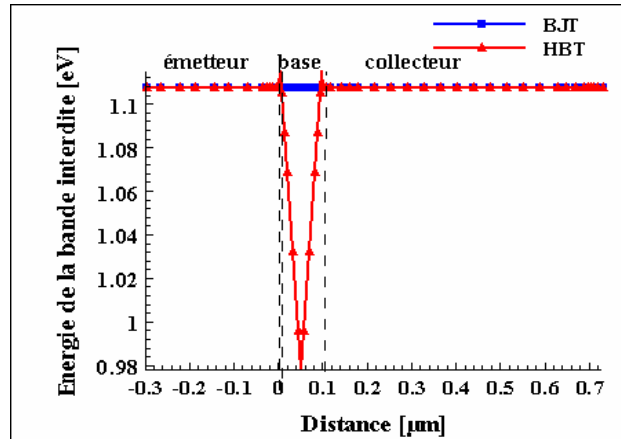


Figure III.2: Evolution de la bande interdite pour un BJT et un TBH

III.2.4. Composante de rétrécissement due au dopage (Bandgap Narrowing)

Les dopants agissent sur les semi-conducteurs en recevant, ou en libérant des électrons. En terme d'énergie, cela se traduit par l'apparition de niveaux d'énergies situés dans la bande interdite, proches soit de l'énergie de valence, soit de l'énergie de conduction selon le type donneur ou accepteur. À forte concentration, leurs niveaux d'énergie discrets s'élargissent et créent une extension des niveaux d'énergie permis. Ce phénomène provoque alors le rétrécissement de la bande interdite. Le dispositif étudié comporte des zones très dopées, il est nécessaire alors de prendre en compte cet effet.

Le "Bandgap Narrowing" est activé par défaut dans DESSIS. Ce dernier dispose de quatre modèles: OldSlotboom, Slotboom, DelAlamo et Bennet, qui utilisent la même expression analytique mais des valeurs différentes pour les paramètres.

Le modèle de "Bandgap Narrowing" est choisi dans la section "Physique" du fichier de commande comme argument dans le rapport de la densité intrinsèque.

Dans le cas de notre simulation nous avons choisi le modèle OldSlotboom.

```
Physique {
EffectiveIntrinsicDensity(BandGapNarrowing OldSlotboom)
```

Le modèle *OldSlotboom* nous permet d’obtenir un profil simulé le plus proche du profil réel.

La réduction de la bande interdite a été ajustée au modèle de *OldSlotboom* selon la relation :

$$\Delta E_{\text{bgn}} = E_{\text{bgn}} \left[\ln\left(\frac{N_A}{N_{\text{ref}}}\right) + \sqrt{\left(\ln\left(\frac{N_A}{N_{\text{ref}}}\right)\right)^2 + 0.5} \right] \quad (\text{III-23})$$

Avec $E_{\text{bgn}}=9.10^3 \text{ eV}$, et $N_{\text{ref}}=10^{17} \text{ cm}^{-3}$.

La figure III-3 présente l’effet du dopage sur l’évolution de la bande interdite d’un transistor bipolaire à homojonction et un TBH a base SiGe, donné par le modèle *OldSlotboom*. En effet, la figure III-3 nous permet de mettre en évidence l’effet du fort dopage sur la variation de la bande interdite. Ainsi, nous pouvons observer que la réduction de la bande interdite est plus importante pour les régions les plus dopées (l’émetteur en polySilicium et le contact collecteur).

Cependant la figure ne montre aucune distinction entre les deux types de transistor en ce qui concerne la réduction de la bande interdite sous l’effet du fort dopage.

En effet, le modèle de rétrécissement de la bande interdite *OldSlotboom* fournit par DESSIS, a été établi pour le cas du silicium. Toutefois pour le cas du SiGe, ce dernier ne relie pas les paramètres du matériau. Ainsi le modèle du Si est suivi pour le SiGe, et la réduction de la bande interdite pour le SiGe ne présente aucune modification par rapport au cas du Silicium.

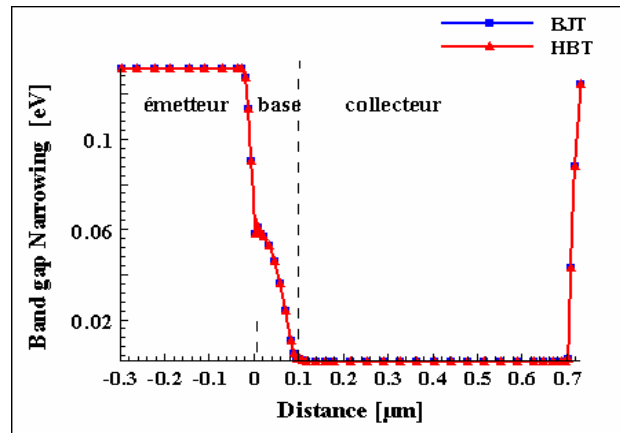


Figure III.3: Réduction de la bande interdite sous l’effet du dopage pour un BJT et TBH

Toutefois ce problème reste moins critique pour les TBH où la variation de la bande interdite est due au premier ordre au pourcentage de Germanium, bien que d’autres références ont montré que la réduction est légèrement plus importante dans le SiGe par rapport au Si [29]. Ainsi on peut trouver dans la littérature une relation qui représente la réduction de la bande interdite dans le SiGe sous l’effet du dopage pour les fractions de 9% à 27%:

$$\Delta E_{\text{bgn}} \text{ (meV)} = 27.4 \cdot \log\left(\frac{N_A}{10^{18} \text{ cm}^{-3}}\right) \quad \text{Pour } N_A \geq 10^{18} \text{ cm}^{-3} \quad [29] \quad \text{(III-24)}$$

En ce qui concerne la répartition de la réduction de la bande interdite purement attribuée au dopage, l'étude effectuée en comparant les différentes répartitions envisagées a ressorti une répartition presque égale pour le Si_{0,75}Ge_{0,25} avec 48% sur la bande de conduction et 52% sur la bande de valence [30]. Cette répartition est très voisine à la répartition considérée par notre outil de simulation qui est de l'ordre de 50/50.

III.1.5. Affinité électronique

L'affinité électronique, est définie comme étant l'énergie séparant la bande de conduction et le niveau du vide. Pour le cas du silicium sa valeur est de l'ordre de 4.05eV. Lorsque deux matériaux hétérogènes sont mis en contact, il apparaît une discontinuité de bande due à l'écart d'énergie d'extraction du vide χ .

L'affinité électrique est donnée par l'équation suivante :

$$\chi = \chi_0 + B_{\text{gn2Chi}} \cdot \Delta E_g \quad \text{(III-25)}$$

ΔE_g est le terme correcteur de la variation de la bande interdite dû au modèle du "Bandgap Narrowing".

Le paramètre B_{gn2Chi} contrôle la distribution de "Bandgap Narrowing" entre la bande de conduction et de la bande de valence. Il est de l'ordre de 0.5.

Le modèle utilisé par DESSIS, nous permet de calculer l'affinité électronique de l'alliage SiGe. En effet, il définit l'affinité électronique (χ_0) sous forme d'un jeu d'équations correspondant à chaque intervalle du taux de Germanium. Tableau III.2.

$(x \leq 0.245)$	$\chi = 4.07324 + x \cdot (4.05492 - 4.07324) / 0.245$
$(0.245 < x \leq 0.35)$	$\chi = 4.05492 + (x - 0.245) \cdot (4.04728 - 4.05492) / (0.35 - 0.245)$
$(0.35 < x \leq 0.5)$	$\chi = 4.04728 + (x - 0.35) \cdot (4.03637 - 4.04728) / (0.5 - 0.35)$
$(0.5 < x \leq 0.6)$	$\chi = 4.03637 + (x - 0.5) \cdot (4.0291 - 4.03637) / (0.6 - 0.5)$
$(0.6 < x \leq 0.675)$	$\chi = 4.0291 + (x - 0.6) \cdot (4.01928 - 4.0291) / (0.675 - 0.6)$
$(0.675 < x \leq 0.735)$	$\chi = 4.01928 + (x - 0.675) \cdot (4 - 4.01928) / (0.735 - 0.675)$
$(0.735 < x)$	$\chi = 4$

Tableau III.2: Evolution de l'affinité électronique en fonction du taux de Germanium [28]

La figure ci dessous présente la variation de l’affinité électronique pour un BJT Si et TBH à base SiGe. Nous remarquons que l’affinité électronique présente une différence au niveau de la base, cette différence est dûe à l’écart d’énergie d’extraction entre le Si et le SiGe. En effet, le SiGe présente une énergie d’extraction inférieure à celle du Si.

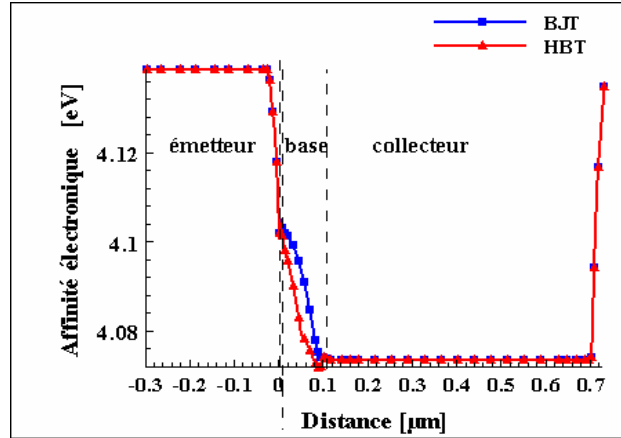


Figure III.4: Evolution de l’affinité électrique pour un BJT et un TBH

III.2. Densité intrinsèque

La densité intrinsèque $n_i(T)$ du semi-conducteur non dopé est donnée par :

$$n_i(T) = \sqrt{N_C(T)N_V(T)} e^{-\frac{E_g(T)}{2KT}} \tag{III-26}$$

Le calcul de la densité intrinsèque se déduit directement du calcul du produit des densités d’état (N_C, N_V), qui influent sur la densité de courant du collecteur et le gain en courant des TBH. Ils sont donc importants à évaluer.

Densité d’état

Les altérations des bandes d’énergies, provoquées à la fois par la présence de Germanium dans le cristal de Silicium, et par la contrainte d’adaptation de paramètre de maille, conduit à une réduction de la masse effective des électrons et des trous. Les valeurs de la densité effective d’état dans la bande de conduction et dans la bande de valence se retrouvent alors réduites par rapport à celles du Silicium. Ainsi de manière générale pour 20% de Germanium le produit $N_C.N_V$ subit une réduction d’un facteur 0,4 par rapport au Silicium. [31], [32]

Dans DESSIS la densité effective des états dans la bande de conduction N_C est donnée par:

$$N_C(m_c, T_c) = 2.540933 \cdot 10^{19} \left(\frac{m_c}{m_0}\right)^{3/2} \left(\frac{T_c}{300}\right)^{3/2} \text{ cm}^{-3} \tag{III-27}$$

$$\text{Avec: } m_e = 6^{2/3} (m_t^2 + m_l)^{1/3} + m_m \quad (\text{III-28})$$

m_t présente la masse longitudinale des électrons. Elle présente une variation en fonction de la température suivant la relation suivante :

$$\frac{m_t(T)}{m_0} = a \times \frac{E_g(0)}{E_g(T)} \quad (\text{III-29})$$

Avec $a=0.1905$.

m_l représente la masse transversale des électrons, pour le silicium elle est égale à 0.9163.

Dans le cas du Silicium le paramètre m_m est égal à 0. En effet, ce dernier représente la variation de la masse effective des électrons dans l'alliage SiGe en fonction du taux de Germanium.

Ainsi dans le cas du SiGe la masse des électrons est donné par: $m_e=m_m$

Où le paramètre m_m est défini par une interpolation linéaire en fonction du taux de Germanium correspondant à l'intervalle [0.1], les valeurs extrêmes sont données par :

$$m_m(0)=1.09066 \text{ et } m_m(1)=0.55 .$$

La densité effective d'état dans la bande de valence N_v est donnée par :

$$N_v(m_h, T_h) = 2.540933 \cdot 10^{19} \left(\frac{m_h}{m_0} \right)^{3/2} \left(\frac{T_h}{300} \right)^{3/2} \text{ cm}^{-3} \quad (\text{III-30})$$

$$\text{Avec } \frac{m_h(T)}{m_0} = \left(\frac{a + bT + cT^2 + dT^3 + eT^4}{1 + fT + gT^2 + hT^3 + iT^4} \right)^{3/2} + m_m \quad (\text{III-31})$$

Où a, b, c, e, f, g, h et i sont des paramètres propres à la masse des trous dans le silicium, ils sont accessibles dans le fichier de paramètre.

Le paramètre m_m traduit la dépendance de la masse effective des trous du taux de Germanium.

Ce dernier est également défini par une interpolation linéaire correspondant à l'intervalle [0.1]

Où $m_m(0)= 1.152465$ et $m_m(1)= 0.38$.

La variation des densités intrinsèques pour un BJT et TBH SiGe, est donnée par la figure III.5. Nous pouvons remarquer que la densité intrinsèque pour un TBH présente une augmentation au niveau de la base par rapport à un BJT. En effet, l'apport du SiGe dans la base du transistor se traduit d'une part par une contrainte d'adaptation de paramètre de maille exercée par la couche du SiGe qui provoque une réduction des masses effectives et donc des densités d'état. Et d'autre part, par un décalage au niveau des bandes interdites. Ces variations pèsent directement sur la densité intrinsèque. En conséquence cette dernière se trouve accrue.

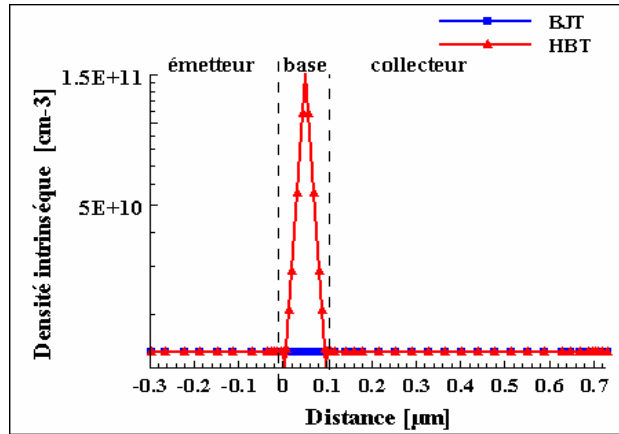


Figure III.5: Densité intrinsèque pour un BJT et un TBH

II.3. La densité intrinsèque effective

On considérant l'effet de "bandgap narrowing", il en ressort que la concentration intrinsèque évolue alors à la fois avec la réduction de la largeur de bande interdite, et avec l'évolution du niveau de Fermi. Ceci est regroupé dans la réduction effective apparente de la bande interdite due au fort dopage. La densité intrinsèque effective est alors donnée par :

$$n_{i,eff} = n_i \gamma_{BGN} \tag{III-32}$$

Où le facteur γ_{BGN} est donné par : $\gamma_{BGN} = \exp\left(-\frac{\Delta E_g}{2KT}\right)$

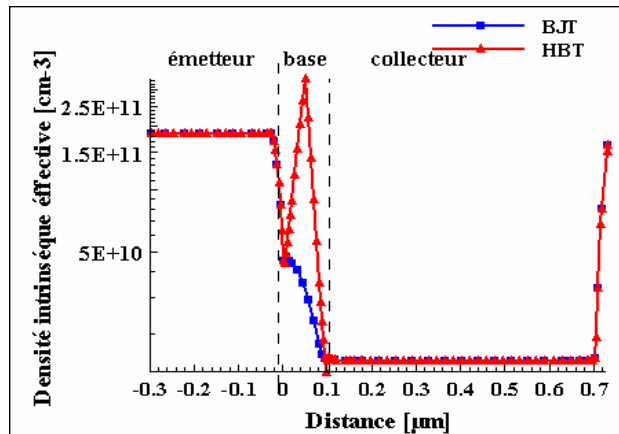


Figure III.6: Densité intrinsèque effective pour un BJT et un TBH

II.4. La mobilité

Les mobilités dépendent de manière complexe des interactions ou collisions que subissent les porteurs tout au long de leurs parcours. Elles dépendent donc de la température et de la concentration de dopants, en plus des paramètres du matériau.

Le module de simulation électrique "DESSIS" emploie une approche modulaire pour la description des mobilités des porteurs.

Dans le cas le plus simple, la mobilité est une fonction de la température uniquement. Ce modèle constant de mobilité devrait seulement être employé pour les matériaux non dopés.

II.4.1. Mobilité constante

Dans "DESSIS" le modèle de mobilité constante est activé par défaut, à moins que le mot-clé "DopingDependence" soit indiqué.

Le modèle de mobilité constante suppose que la mobilité des porteurs est seulement affectée par les phonons dispersant, et qu'elle ne dépend que de la température.

$$\mu_{\text{const}} = \mu_L \left(\frac{T}{T_0} \right)^{-\zeta} \tag{III-33}$$

Où μ_L est la mobilité dûe au phonon dispersant de volume, T est la température, et $T_0 = 300$ K.

ζ est un exposant égale à 2.5 pour les électrons et 2.2 pour les trous dans le cas du silicium.

Pour le SiGe, μ_L et l'exposant ζ présentent une variation linéaire en fonction du taux de Germanium dans l'intervalle [0, 1].

Pour les matériaux dopés, les porteurs se dispersent avec les impuretés. Ceci mène à une dégradation de la mobilité. Cette dégradation est présentée par différents modèles.

Dans "DESSIS" les modèles de mobilité sont choisis dans la section "physique" comme arguments du mot-clé de mobility

Physique Mobility (< arguments >)...}

Si plus d'un modèle de mobilité est activé les différentes contributions de mobilité sont combinées. En effet, les mobilités de volume ($\mu_{b1}, \mu_{b2}...$) et de surface ($\mu_{s1}, \mu_{s2}...$) sont combinées suivant la règle de Mathiessen:

$$\frac{1}{\mu} = \frac{1}{\mu_{b1}} + \frac{1}{\mu_{b2}} + \dots + \frac{1}{\mu_{s1}} + \frac{1}{\mu_{s2}} \tag{III-34}$$

Les modèles choisis pour la simulation sont :

II.4.2. Dégradation de la mobilité en fonction du dopage

Dans les semi-conducteurs dopés, la dispersion des porteurs par les ions chargés d'impuretés mène à la dégradation de la mobilité des porteurs. "DESSIS" utilise deux modèles pour la mobilité en fonction du dopage: le modèle de Masetti et le modèle de Arora, nous nous intéressons au modèle de Masetti.

- **Modèle de Masetti**

Le modèle Masetti est le modèle employé par défaut dans "DESSIS" pour simuler la variation de la mobilité en fonction du dopage dans les semi-conducteurs.

Le modèle Masetti est donné par la relation suivante :

$$\mu_{\text{dop}} = \mu_{\text{min1}} \exp\left(-\frac{P_C}{N_i}\right) + \frac{\mu_{\text{const}} - \mu_{\text{min2}}}{1 + \left(\frac{N_i}{C_r}\right)^\alpha} - \frac{\mu_1}{1 + \left(\frac{C_S}{N_i}\right)^\beta} \quad (\text{III-35})$$

Où $N_i = N_D + N_A$ dénote la concentration totale des impuretés ionisées.

Les mobilités μ_{const} , μ_{min1} et μ_{min2} , représentent les concentrations de dopage de référence.

P_C, C_r et C_S ainsi que les exposants α et β sont accessibles dans le fichier de paramètre du module "DESSIS".

Dans le cas du matériau SiGe chacun de ces paramètres suit une variation linéaire en fonction du taux de Germanium selon la relation suivante : $P = x * P(\text{Germanium}) + (1-x) * P(\text{Silicon})$

II.4.3. Saturation de la mobilité à fort Champ

Sous l'effet d'un fort champ, la mobilité est modifiée. En effet, pour les champs électriques élevés, la vitesse de dérivé des porteurs n'est plus proportionnelle au champ électrique, mais elle se sature à une vitesse finie V_{sat} . Les modèles de saturation à fort champ peuvent être choisis pour les électrons et les trous indépendamment. "DESSIS" propose différents modèles pour la description de cet effet. Nous présentons le modèle de Canali.

- **Modèle De Canali**

Le modèle de Canali qui dérive de la formule de Caughey-Thomas, décrit la vitesse des porteurs en fonction du champ électrique au travers de la mobilité à faible champ μ_{low} et de la vitesse de saturation V_{sat} .

$$\mu(F) = \frac{\mu_{\text{low}}}{\left[1 + \left(\frac{\mu_{\text{low}} F}{V_{\text{sat}}}\right)^\beta\right]^{\frac{1}{\beta}}} \quad (\text{III-36})$$

Où μ_{low} désigne la mobilité à faible champ, et F le champ électrique.

La dépendance de l'exposant β en fonction de la température est donnée par:

$$\beta = \beta_0 \left(\frac{T}{T_0}\right)^{\beta_{\text{exp}}} \quad (\text{III-37})$$

Où T est la température et T_0 représente la température de référence qui est égale à 300 K.

β_0 est un facteur égal dans le cas du silicium à 1.109 pour les électrons et 1.213 pour les trous et β_{exp} est un exposant égale à 0.66 pour les électrons et 0.17 pour les trous.

V_{sat} représente la vitesse de saturation, sa dépendance en fonction de la température est donnée par la relation suivante :

$$V_{sat} = V_{sat,0} \left(\frac{T}{T_0} \right)^{V_{exp}} \quad (III-38)$$

Dans le cas du silicium $V_{sat,0}$ est égale à $1.07 \cdot 10^7$ pour les électrons et $8.37 \cdot 10^6$ pour les trous.

V_{exp} est un exposant égal à 0.87 pour les électrons et 0.52 pour les trous.

Cependant pour l'alliage SiGe les paramètres β_0 , β_{exp} , $V_{sat,0}$ et V_{exp} suivent une variation linéaire suivant le taux de Germanium choisi dans l'intervalle [0,1].

II.4.4. Dégradation de la mobilité aux interfaces

Le modèle de mobilité aux interfaces employé dans DESSIS est le modèle de Lombardi. Le modèle de Lombardi décrit la dégradation de la mobilité provoquée par la dispersion des porteurs par des phonons acoustiques extérieurs, et par la rugosité extérieure de la surface.

La contribution extérieure dûe à la dispersion acoustique de phonon est donnée sous la forme :

$$\mu_{ac} = \frac{\beta}{F_{\perp}} + \frac{C(N_i / N_0)^{\lambda}}{F_{\perp}^{1/3} (T / T_0)^k} \quad (III-39)$$

Cependant la contribution de la dispersion attribuée à la rugosité de la surface est donnée par:

$$\mu_{sr} = \left(\frac{(F_{\perp} / F_{ref})^{A^*}}{\delta} + \frac{F_{\perp}^3}{\eta} \right)^{-1} \quad (III-40)$$

Notons que $N_i = N_D + N_A$ se rapporte à toute la concentration des impuretés ionisées.

N_0 est la concentration de référence, dans le cas du silicium elle est donnée par $N_0 = 1/cm^3$.

T_0 est la température de référence 300K.

Le champ F_{\perp} est le champ électrique transversal normal à l'interface isolant/semi-conducteur.

De même le champ F de référence pour le silicium est donné par $F_{ref} = 1V/cm$.

Cependant β , δ , η et C sont des paramètres accessibles dans le fichier de paramètre.

Les contributions de surface à la mobilité sont alors combinées avec la mobilité du bulk μ_b selon la règle de Mathiessen :

$$\frac{1}{\mu} = \frac{1}{\mu_b} + \frac{1}{\mu_{ac}} + \frac{1}{\mu_{sr}}$$

Les Figures III-7 présentent les variations de la mobilité des électrons et des trous, pour un transistor bipolaire tout Silicium, et un transistor à base SiGe. Il y apparaît que les mobilités sont plus faibles dans les zones qui présentent un fort dopage, ceci s'explique par l'accroissement de la probabilité d'interaction porteurs-impuretés dans le cristal.

De plus, on remarque une légère augmentation de la mobilité des électrons et des trous au niveau de la base pour le transistor bipolaire à hétérojonction. Cette augmentation de la mobilité est due essentiellement à la contrainte du matériau, ainsi qu'à la réduction de la masse effective en fonction du taux de Germanium.

L'augmentation de la mobilité a été employée par le Tron [33], qui a suggéré un rapport de la mobilité des électrons dans le Si et le SiGe de l'ordre de 1.3.

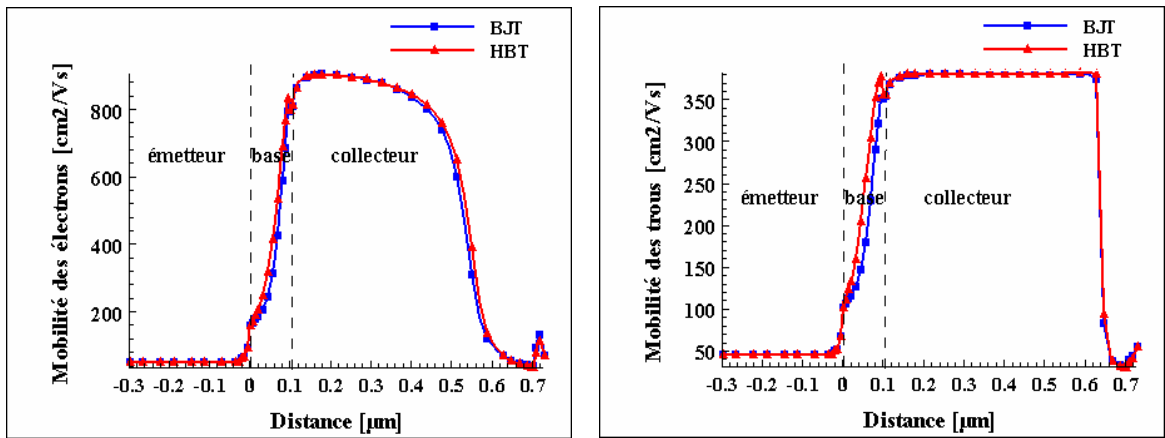


Figure III.7: Evolution de la mobilité pour un BJT et un TBH a) des électrons ; b) des trous

II.5. Recombinaison Génération

Les termes de génération-recombinaison sont déjà apparus dans les équations de continuité. Ils décrivent la tendance naturelle des électrons à descendre dans la bande de valence et de se recombiner avec les trous lorsqu'ils sont en excès, et inversement, à se dissocier quand l'un et l'autre sont en défaut.

Le module de simulation "DESSIS" dispose de plusieurs modèles des mécanismes de génération-recombinaison. Chacun de ces mécanismes est modélisé par un taux net R de recombinaison de paires électrons/trous. Les modèles de génération-recombinaison sont choisis dans la section physique du module de simulation "DESSIS".

```
Physics{Recombination(<arguments>)...}
```

Au cours de notre simulation, on a adopté deux modèles de recombinaison : Il s'agit de la recombinaison Shockley-Read-Hall en volume, et de la recombinaison Auger en surface.

II.5.1. Recombination Shockley-Read-Hall (SRH)

La recombinaison SRH est le principal mécanisme de recombinaison. Elle introduit la notion de pièges situés au milieu de la bande interdite qui permet la transition bande de conduction- bande de valence. Le niveau d'énergie E_T situé dans la bande interdite peut capturer à la fois des électrons et des trous et fournir une étape intermédiaire à la recombinaison favorisant ainsi le processus.

Le modèle de recombinaison (SRH) par l'intermédiaire des niveaux profonds, est mis en application dans "DESSIS" sous la forme suivante:

$$R_{\text{net}}^{\text{SHR}} = \frac{np - n_{i,\text{eff}}^2}{\tau_p(n + n_1) + \tau_n(p + p_1)} \quad (\text{III-41})$$

Avec
$$n_1 = n_{i,\text{eff}} e^{\frac{E_{\text{irap}}}{KT}} \quad (\text{III-42})$$

Et
$$p_1 = n_{i,\text{eff}} e^{\frac{-E_{\text{irap}}}{KT}} \quad (\text{III-43})$$

Où E_{trap} est la différence entre le niveau de défaut et le niveau intrinsèque.

D'après la figure III.8, nous pouvons remarquer que l'apport du SiGe dans la base du transistor entraîne une augmentation de la recombinaison (SRH). En effet, l'augmentation des minoritaires (e^-) injectés dans la base sous l'effet de la diminution de la barrière de potentiel occasionnée par l'apport du SiGe dans la base du transistor, provoque une augmentation du taux de recombinaison des porteurs au niveau de la base.

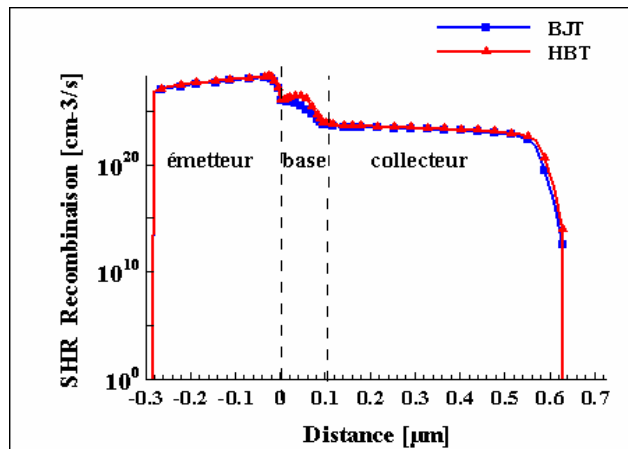


Figure III.8: Evolution de la recombinaison SHR pour un BJT et un TBH

II.5.2.Recombinaison Auger

Dans le cas d'un mécanisme Auger, l'énergie récupérée au moment de la transition entre la bande de valence et la bande de conduction est transférée à un électron ou un trou qui se trouvent transmis sur un niveau supérieur de la bande de conduction ou inférieur de la bande de valence.

Le taux de recombinaison bande à bande Auger est traduit par l'équation suivante :

$$R^A = (c_n n + c_p p)(np - n_{i,eff}^2) \tag{III-44}$$

Où c_n et c_p sont les coefficients Auger, qui dépendent de la température.

La figure ci-dessous illustre la variation de la recombinaison Auger pour un transistor bipolaire à homojonction et TBH à base SiGe. Ainsi, on distingue une augmentation de la recombinaison Auger au niveau de la base du TBH SiGe. Cette augmentation peut être expliquée par la variation de la bande interdite qui entraîne une augmentation des porteurs injectés dans la base, et donc une augmentation de la recombinaison de ces derniers.

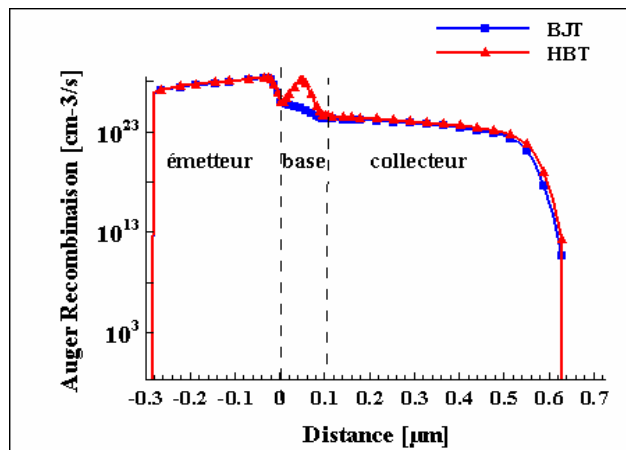


Figure III.9: Evolution de la Recombinaison Auger pour n BJT et un TBH

II.6. La durée de vie

Le calcul des taux de recombinaisons associés aux mécanismes précédemment décrits fait intervenir la notion de durée de vie. Ce paramètre est relativement dépendant des processus technologiques mis en œuvre pour la réalisation du film SiGe.

Dans "DESSIS" les durées de vies des porteurs minoritaires, τ_n et τ_p dépendent du dopage, du champ électrique, et de la température.

$$\tau_c = \tau_{dop} \frac{f(T)}{1 + g_c(F)} \tag{III-45}$$

Où $c=n$ (p) pour les électrons, (p) pour les trous).

Le modèle représentant la durée de vies en fonction du dopage est modélisé dans DESSIS avec la relation de Scharfetter:

$$\tau_{\text{dop}}(N_i) = \tau_{\text{min}} + \frac{\tau_{\text{max}} - \tau_{\text{min}}}{1 + \left(\frac{N_i}{N_{\text{ref}}}\right)^\gamma} \quad (\text{III-46})$$

La relation de Scharfetter est employée si l'argument additionnel "DopingDependence" est indiqué pour la recombinaison SRH dans le rapport de recombinaison.

Physics{Recombination(SRH(DopingDependence...))...}

Autrement, la relation $\tau = \tau_{\text{maximum}}$ est employée.

La figure III.10 présente l'évolution des durées de vie des électrons et des trous, pour un transistor bipolaire à homojonction et un TBH à base SiGe. La figure III.10 présente une évolution identique des durées de vie des électrons et des trous pour les deux types de transistor. En effet, le modèle de durée de vie pris en compte par le module de simulation "DESSIS", n'accomplit pas de développement concernant les paramètres des durées de vie spécifiques au SiGe. Alors ils sont considérés égaux à ceux du Silicium.

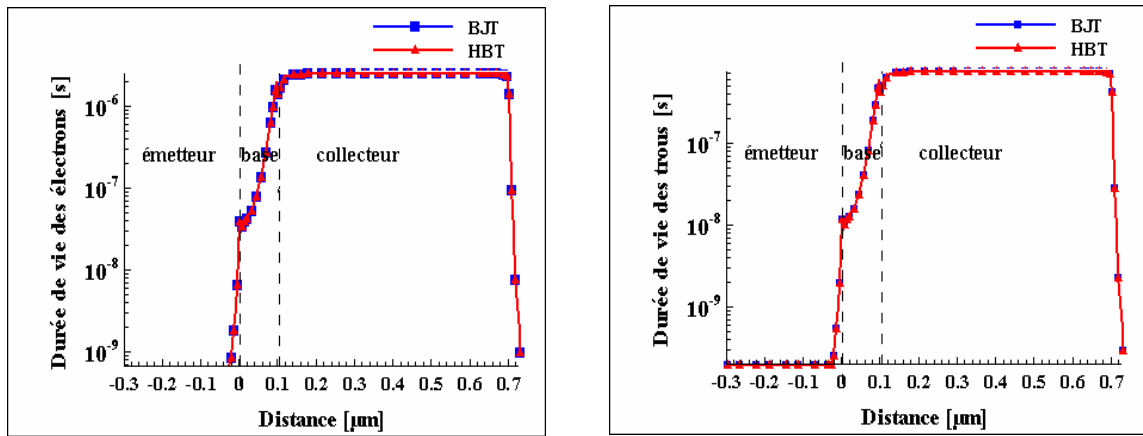


Figure III.10: Evolution de durées de vie pour un BJT et un TBH a) des électrons b) des trous

Certaines références considèrent que les durées de vie dans le SiGe sont inférieures à celle du Silicium [34], [35]. $\tau_{\text{SiGe}} = 0.1\tau_{\text{Si}}$ (III-47)

Les durées de vie des porteurs sont des données qui interviennent dans l'écriture du courant de base pour lequel les phénomènes de recombinaison dans la base neutre entre en compte de manière importante. Donc même si leur influence est directement traitée au niveau des grandeurs électriques, ces paramètres interviennent assez peu dans les composants dont les dimensions sont inférieures aux longueurs de diffusion [36] C'est le cas des TBH SiGe.

II.7. Permittivité diélectrique

Comme pour tout matériau, la permittivité du SiGe est égale aux permittivités des matériaux constituants pondérées par les fractions molaires. Elle est définie par une interpolation linéaire suivant le taux de Germanium choisi dans l'intervalle [0,1]

$$\epsilon_{\text{SiGe}} = (1 - x)\epsilon_{\text{Si}} + x\epsilon_{\text{Ge}} \quad (\text{III-48})$$

avec $\epsilon_{\text{Si}}=11.8$ et $\epsilon_{\text{Ge}}=16$.

II.8. Densité de porteurs

II.8.1. Densités des électrons

La figure III.11 représente l'évolution des densités d'électrons pour un BJT et un TBH. D'après le digramme de bande d'énergie, la réduction de la barrière de potentiel vue par les électrons qui diffusent de l'émetteur vers la base dû à l'apport du Germanium dans la base du transistor d'une part, et le champ électrique accélérateur au niveau de la bande de conduction dû à l'aspect graduel du profil de Germanium d'autre part, favorise le passage des électrons à travers la base, et permet ainsi d'accroître l'efficacité d'injection des électrons dans le collecteur.

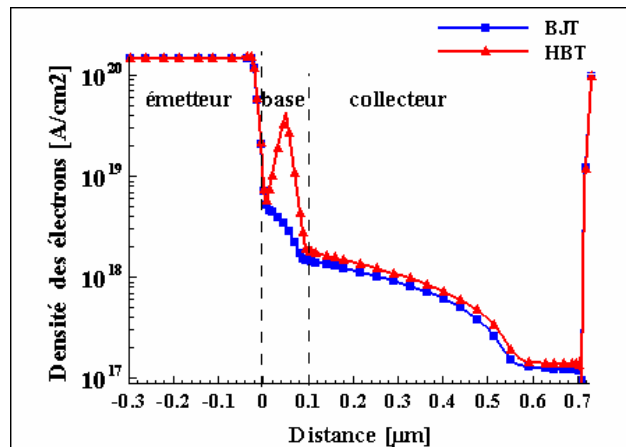


Figure III.11: Evolution des densités de électrons pour un BJT et un TBH

II.8.2. Densités des trous

La variation de la densité des trous est représentée sur la figure III-12. L'apport du SiGe dans la base augmente la barrière de potentiel vue par les trous lors de leur injection de la base vers l'émetteur, ainsi l'injection des trous diminue, et ces derniers se retrouvent bloqués dans la base. Ceci se traduit par une augmentation de la densité des trous au niveau de la base.

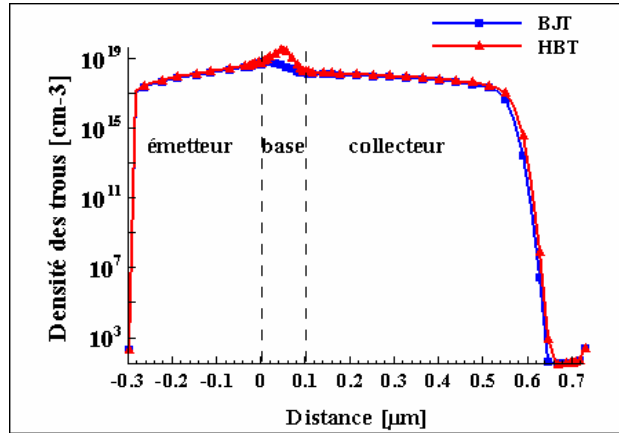


Figure III.12: Evolution des densités de trous pour un BJT et un TBH

II.9. Potentiel électrostatique

La figure ci dessous représente la variation du potentiel électrostatique pour un BJT et un TBH à base SiGe. On observe une augmentation du potentiel dans le cas d'un TBH au niveau de la base. Cette modification est due essentiellement à la variation de la valeur de E_g .

La variation du potentiel électrostatique V est donnée par la relation suivante: [7]

$$\Delta V = -\frac{1}{q} \cdot \Delta E_g = -\frac{1}{q} \cdot \Delta(E_c + \chi) = -\frac{1}{q} \cdot \Delta(E_v + E_g + \chi) \tag{III-49}$$

Où χ représente l'énergie d'extraction du vide, et E_g la largeur de bande interdite.

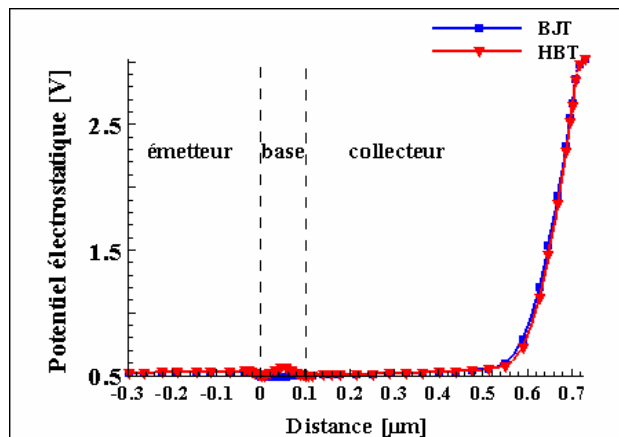


Figure III.13: Evolution du potentiel électrostatique pour un BJT et un TBH

II.10. Champ électrique

La figure III-14 présente la variation du champ électrique pour un BJT Si et un TBH à base SiGe. On remarque que le champ électrique dans le cas du TBH présente une variation au

niveau de la base par rapport au BJT. Ceci était prévisible vu la relation qui lie le champ électrique au potentielle électrique:

$$\vec{E} = -\text{grad}(V) \quad (\text{III-50})$$

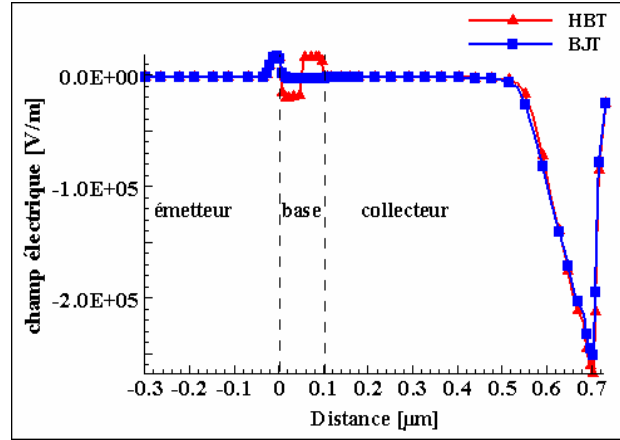


Figure III.14: Evolution du champ électrique pour un BJT et un TBH

III. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les modèles et les paramètres nécessaires pour la simulation dérive-diffusion des transistors bipolaires à hétérojonction SiGe/Si. Cette étude nous a permis d'étudier la qualité des modèles pris en compte pour la simulation d'un transistor bipolaire à hétérojonction à base SiGe, et de cerner la dépendance de certains paramètres avec la spécificité du matériau.

Ainsi on peut dire que malgré les développements des différents modèles en fonction du taux de Germanium qu'offre le module de simulation électrique "DESSIS", qui permettent d'évaluer la variation de la largeur de bande interdite, l'affinité électronique et de la masse en fonction du taux de Germanium, la modélisation des dispositifs à couche SiGe n'est pas totalement parfaite.

En effet, certains modèles restent indéterminés pour le SiGe. Ainsi les modèles de durée de vie et de fort dopage ne sont pas encore spécifiques au SiGe et sont assimilés à ceux du Silicium. Toutefois il faut noter que leur influence reste limitée. A cet effet, l'influence des durées de vie sur les phénomènes de recombinaison dans la base est négligeable pour les composants dont les dimensions sont inférieures aux longueurs de diffusion. Il est de même pour le modèle du rétrécissement de la bande interdite sous l'effet du dopage (BandGap Narrowing) où la variation de la bande interdite dans les TBH est due en premier ordre à la fraction du Germanium dans la base.



Chapitre IV

Influence des défauts sur
les caractéristiques
électriques

I. INTRODUCTION

La présence de défauts profonds présente une influence négative sur la qualité des dispositifs électriques à semiconducteurs. Ils sont les principaux responsables des effets parasites qui pénalisent les performances du composant, et qui se traduisent par un comportement non idéal du courant. L'enjeu principal de ce chapitre est de modéliser la répercussion des défauts électriquement actifs sur les caractéristiques électriques du transistor bipolaire.

Dans un premier temps nous nous intéressons à l'étude du courant en fonction de la température et de la tension. Cette étude nous permet de mettre en évidence les mécanismes qui régissent la conduction, et d'expliquer les origines possibles de la non idéalité des courants qui caractérise la présence des défauts.

Par la suite, une étude du gain et du courant de base en fonction de la température et de la géométrie de la fenêtre d'émetteur nous permet d'identifier l'origine physique de la non idéalité des courants, et nous renseigne sur la localisation spatiale des défauts.

Enfin, nous nous intéressons à observer l'influence des pièges sur les caractéristiques électriques du transistor, selon leurs types et leurs positions dans le gap.

II. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU TBH SANS DEFAUTS

Les courbes de Gummel que nous présentons ont été obtenues en faisant varier la tension de la jonction émetteur-base dans un intervalle de 0 à 1 Volt, alors que la jonction base collecteur a été maintenue à une polarisation de 2.5 Volt.

Du fait du caractère bidimensionnel de la simulation effectuée, les courants simulés sont exprimés en $A/\mu m$. Ceci revient à dire qu'ils sont obtenus pour une profondeur de dispositif dans la troisième dimension égale à $1\mu m$.

II.1. Caractéristiques de Gummel du TBH Si/SiGe à 300K

La figure (IV.1) présente un bilan comparatif des courbes de Gummel, et du gain pour un transistor bipolaire à base en silicium et pour un transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe, obtenues pour les mêmes paramètres de polarisation. En comparant les simulations faites pour les deux types de transistor, nous nous apercevons que le courant de collecteur augmente considérablement alors que le courant de base reste inchangé. Cette augmentation du courant de collecteur est due essentiellement aux variations des bandes d'énergie au niveau de la base, et se traduit directement sur le gain. Nous passons alors d'un gain de l'ordre de 22 pour transistor bipolaire à base en silicium à un gain de 187 pour un transistor bipolaire à base SiGe.

En ce qui concerne le comportement du courant, on constate que les courants de collecteur et de base présentent les mêmes comportements idéaux et non idéaux pour les deux transistors. Ainsi nous retrouvons un comportement idéal du courant de collecteur sur toute la plage de polarisation sauf à très forte polarisation (effet de forte injection).

Le courant de base, par contre, présente deux évolutions en fonction de la polarisation. Ainsi, pour les faibles polarisations, ce dernier à un comportement non idéal (coefficient d'idéalité compris entre 1 et 2), alors qu'à forte polarisation il présente un comportement idéal.

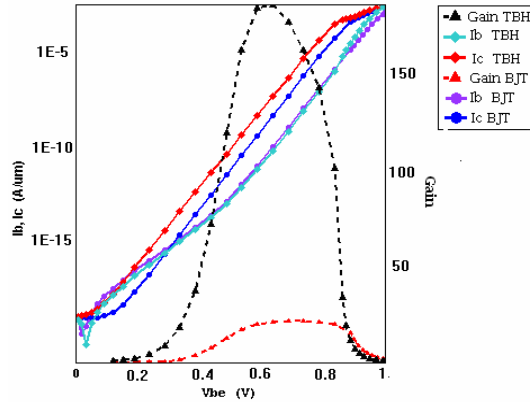


Figure IV.1 : Comparaison des courbes de Gummel pour le TBH et le BJT à 300K

Afin de mieux comprendre l'augmentation du courant de collecteur, il serait intéressant d'étudier l'évolution de la densité des courants d'électrons pour les deux types de transistor. On remarque ainsi que la densité de courant d'électrons pour un transistor à base SiGe présente une augmentation par rapport au BJT. Cette augmentation est due essentiellement à un accroissement de l'efficacité d'injection des électrons. En effet, l'adjonction de Germanium dans la base redimensionne les bandes d'énergie en diminuant la barrière de potentiel qui s'oppose à la diffusion des électrons lors de leur injection de l'émetteur vers la base.

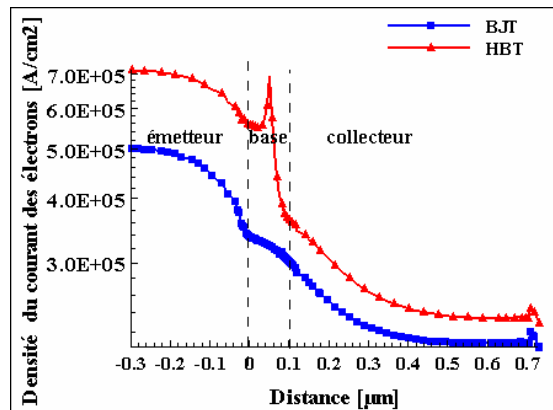


Figure IV.2 : Densité absolue du courant d'électrons

En ce qui concerne le courant de base, l'apport du SiGe dans la base augmente la barrière de potentiel vue par les trous lors de leur injection de la base vers l'émetteur. Ainsi, les trous se retrouvent bloqués dans la base, donc la densité de courant ne présente aucune modification sauf dans la base où on remarque une légère augmentation. Figure IV.3.

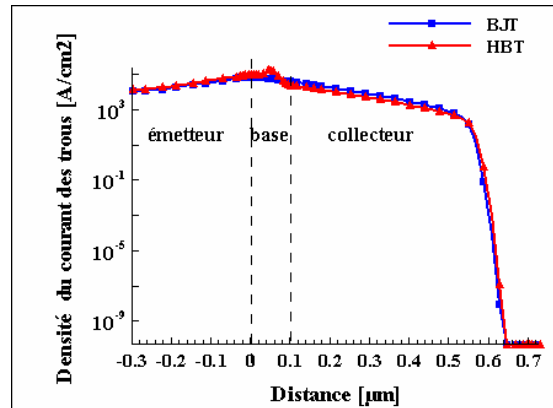


Figure IV. 3 : Densité absolue du courant des trous

II.2. Evolution des courbes de Gummel avec la température

La figure IV.4 présente une série de simulations effectuées avec les mêmes paramètres de polarisation, et en balayant en température de 175 K à 350 K. L'ensemble des courbes de Gummel obtenues montre bien un comportement idéal du courant de collecteur quel que soit la température et sur pratiquement toute la plage de polarisation.

En ce qui concerne le courant de base, ce dernier présente pour les faibles polarisations un caractère non idéal accentué aux faibles températures. Ainsi on peut retrouver des coefficients d'idéalités compris entre 1 et 2. Ce comportement non idéal du courant de base caractérise des mécanismes de conduction de type génération-recombinaison. Toutefois, et à partir des températures de l'ordre de 200K, les valeurs des coefficients d'idéalité peuvent dépasser la valeur de 2, ce qui nous permet de dévoiler la présence des mécanismes assistant la recombinaison tel que l'effet tunnel ou l'effet Poole-Frenfel. Néanmoins pour les fortes polarisations et des températures égales ou supérieures à 300K, le courant de base retrouve un comportement idéal, vu que l'augmentation de la température accroît la composante diffusive.

Pour les faibles polarisations et à partir de températures de l'ordre de 250K, le courant de base devient supérieur au courant de collecteur. Ce qui nous indique qu'à faible température et pour les faibles polarisations, les mécanismes de génération recombinaison et les mécanismes assistant la recombinaison sont prédominant par rapport au mécanisme de diffusion, et régissent la conduction des porteurs.

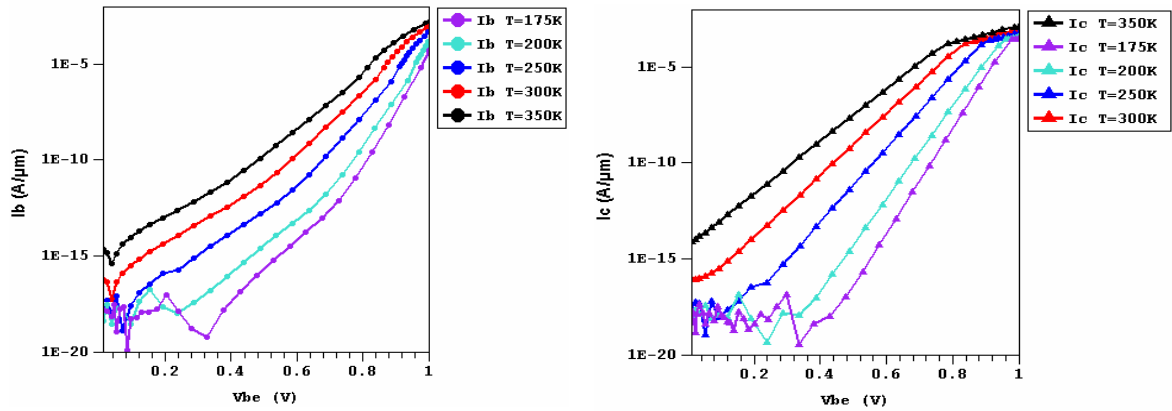


Figure IV.4 : Evolution du courant de Base et du courant de Collecteur avec la température

II.3. Etude du courant de base et identification de processus de conduction

Dans ce paragraphe nous allons identifier les mécanismes de conduction qui caractérisent le courant de base, en fonction de la polarisation. Trois zones de variation distinctes peuvent y être observées.

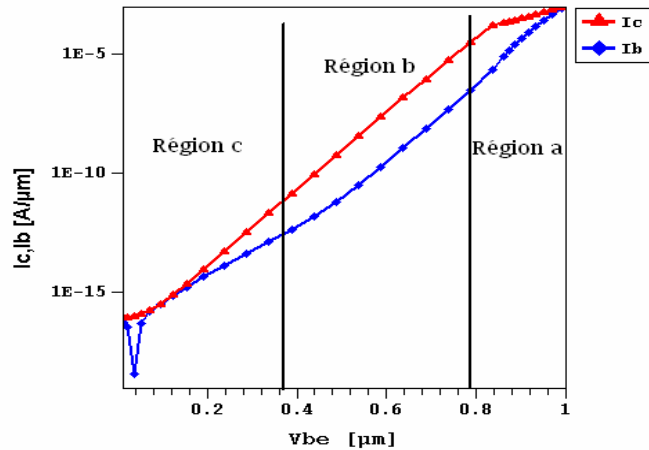


Figure IV-5 : Evolution du courant de base et de collecteur à 300K

1- région a

C'est la région pour laquelle le courant de base présente un comportement idéal c'est-à-dire un coefficient d'idéalité égale à 1, et c'est le mécanisme de diffusion qui domine le courant de base. Le courant de base est donné par la relation suivante :

$$I_d = qn_i^2 \left(\frac{D_{PN}}{L_{PN}N_D} \right) \exp\left(\frac{qV}{KT}\right) \tag{IV-1}$$

L'activation thermique théorique du courant de base de diffusion peut être obtenue en calculant la variation du $\ln(I/T^4)$.

Dans l'expression du courant de diffusion, la concentration intrinsèque de porteurs n_i varie proportionnellement en fonction de T^2 :

$$n_i = AT^2 \exp\left(-\frac{E_g}{KT}\right) \quad (IV-2)$$

Si nous supposons que les autres termes varient peu en fonction de la température, l'activation thermique du courant de diffusion sera donc donnée par :

$$\exp\left(\frac{-E_a}{KT}\right) \propto T^2 \exp\left(\frac{-E_g}{KT} + \frac{qV}{KT}\right)$$

Et on obtient : $E_a = E_g - qV$ [36]. (IV-3)

2-Région b

Cette région correspond à la plage de polarisation pour laquelle le courant de base présente un comportement non idéal en fonction de V_{be} (coefficient d'idéalité compris entre 1 et 2). La conduction des porteurs est dominée par un mécanisme de génération-recombinaison.

Une composante de type génération-recombinaison caractérise la présence de centres profonds de recombinaison dans la zone de charge d'espace de la jonction base-émetteur. La présence d'un niveau profond agissant en centre de génération-recombinaison des paires électrons-trous, aura pour conséquence de faire apparaître un courant variant en $\exp(qV/2KT)$.

Le model Shockley –Read-Hall permet d'établir un modèle du courant de recombinaison en intégrant le taux de génération le long de la zone de charge d'espace de la jonction E-B. L'énergie d'activation du processus de recombinaison est obtenue en calculant la variation du $\ln(I/T^2)$. Ainsi, le courant de recombinaison présente une énergie d'activation donnée par [36] :

$$\exp\left(\frac{-E_a}{KT}\right) \propto T^2 \exp\left(\frac{-E_g}{2KT} + \frac{qV}{2KT}\right)$$

Et donc E_a est égale à : $E_a = \frac{E_g}{2} - \frac{qV}{2}$ (IV-4)

L'énergie d'activation du processus de génération est en fonction de la température. La contribution de la composante génération-recombinaison dans le courant de base est alors également en fonction de la température.

Un coefficient d'idéalité compris entre 1 et 2 peut donc s'expliquer par la contribution de deux mécanismes de conduction : la diffusion et la recombinaison des porteurs.

Région c

Le maximum que peut atteindre le coefficient d'idéalité pour une composante de génération-recombinaison est de 2. La présence d'un coefficient d'idéalité à basse température supérieure à 2 reflète alors l'influence de certains mécanismes assistant la recombinaison sur un centre profond. En effet, il peut s'agir de l'effet Poole Frenkel qui représente l'abaissement de la barrière de potentiel sous l'effet du champ électrique, ou encore de l'effet tunnel à travers la barrière de potentiel.

1-Effet Poole Frenkel

Un champ électrique intense peut augmenter le taux de capture d'un centre profond par un facteur $\exp(\Delta E_{FP}/KT)$.

$$\Delta E_{FP} = q \left(\frac{qF}{\pi\epsilon} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (IV-5)$$

Avec F le champ électrique au niveau du centre de recombinaison et ϵ la constante diélectrique. ΔE_{FP} Constitue l'abaissement de la barrière de potentiel pour un puit coulombien qui affecte directement le courant de recombinaison.

Le terme $\Delta E_{FP}/KT$ traduit l'augmentation du facteur d'idéalité. En effet, plus le champ électrique est important, plus l'abaissement de la barrière de potentiel est important, ce qui conduit à une augmentation du taux de capture.

Ainsi l'énergie d'activation de processus de recombinaison assisté par l'effet Poole-Frenkel devient [36]:

$$\exp\left(\frac{-E_a}{KT}\right) \propto T^2 \exp\left(\frac{-E_g}{2KT} + \frac{qV}{2KT} + \frac{\Delta E_{PF}}{KT}\right)$$

$$E_a = \frac{E_g}{2} - \Delta E_{FP} - \frac{qV}{2} \quad (IV-6)$$

2-Effet tunnel

La réduction de la barrière de potentiel peut être également obtenue par effet tunnel en favorisant la recombinaison des porteurs libres sur un centre profond. Il y a alors augmentation du facteur d'idéalité qui peut être donnée par la relation suivante [21] :

$$\eta = \frac{12m(KT)^3 \epsilon}{6m(KT)^3 \epsilon - q^2 \hbar^2 N_D} \quad (IV-7)$$

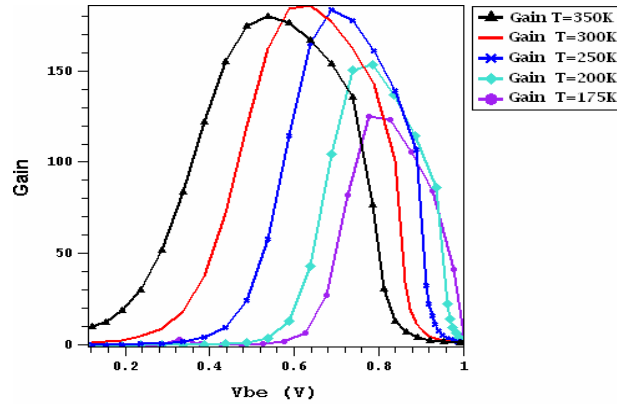
D'après cette relation, on peut constater que le courant de base assisté par effet tunnel présente un facteur d'idéalité supérieure à 2 et variable avec la température.

Dans le cas d'un mécanisme de conduction de type tunnel assisté par défaut, l'énergie d'activation est donnée par :

$$\exp\left(\frac{-E_a}{KT}\right) \propto T^2 \exp\left(\frac{-E_g}{2KT} + \frac{qV}{2KT} + \frac{\Delta E_{\text{tun}}}{KT}\right)$$

$$E_a = \frac{E_g}{2} - \Delta E_{\text{tun}} - \frac{qV}{2} \quad [36] \quad (IV-8)$$

II.4. Evolution du Gain avec la température



La figure IV.6 : Evolution du gain avec température

La figure IV.6 présente l'évolution du gain en courant en fonction de la température. Nous pouvons remarquer que pour les faibles températures, le maximum du gain en courant se retrouve diminué et décalé vers des tensions plus importantes. Cette diminution est due essentiellement au comportement non idéal du courant de base, qui caractérise des mécanismes de génération-recombinaison. Ce comportement est plus dominant sur une plage de polarisation d'autant plus grande que la température est faible. Toutefois pour les températures supérieures à la température ambiante, où la non idéalité du courant de base a beaucoup moins d'influence, l'évolution du courant de base et de collecteur avec la température dépend quasiment de la composante diffusive.

III. INFLUENCE DES DEFATS SUR LA CARACTERISTIQUE I (V)

Les caractéristiques courant-tension statiques nous ont permis d'identifier les processus physiques de conduction à la jonction émetteur-base. Nous avons pu observer la présence des composantes non idéales, associées à la présence de centres profonds.

Dans ce contexte le module de simulation électrique "DESSIS" du logiciel de simulation ISE-TCAD dispose de nombreux modèles physiques capables de rendre compte d'une manière très précise de la signature des défauts sur le comportement électrique du composant. Parmi ces modèles, nous citons le modèle SRH (Shockley-Read-Hall) qui permet de considérer les phénomènes de génération-recombinaison à travers la zone de charge d'espace Emetteur/Base. Cependant les défauts dans les semiconducteurs présentent des caractéristiques et des emplacements différents selon leur origine. Il est donc utile de tenir compte de leur emplacement réel dans la structure. A cet effet, le module de simulation électrique "DESSIS" permet d'introduire des densités de défauts dans la structure simulée. Ceux-ci sont définis par leur type n ou p, leurs niveaux d'énergie, leurs sections efficaces de capture, et par leurs densités.

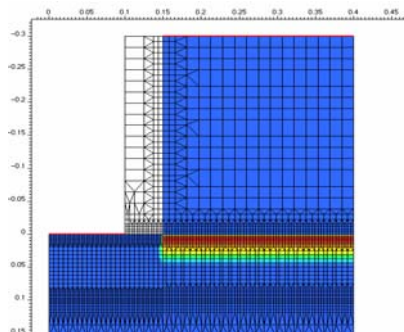
III.1. Défauts d'implantation

L'ors de l'étape d'implantation de la base extrinsèque, des défauts électriquement actifs seraient créés dans le matériau. En effet, cette étape provoque un désordre cristallin qui peut accélérer la diffusion du dopant de la base hors du Germanium provoquant l'élargissement de celle-ci.

Les caractéristiques physiques de ces défauts ont été déduits par analyse du signal par DLTS (Deep Level Transient Spectrometry) sur ce transistor. Celle-ci a établi la présence de deux types de défauts, et a permis de fixer des ordres de grandeurs caractérisant les paramètres de ceux-ci (section efficace de capture, type de défaut, énergie d'activation). L'analyse DLTS a été réalisée au laboratoire de physique de la matière de l'INSA de Lyon [36].

Le premier défaut (D1) est un piège à trous avec une section efficace de capture de l'ordre 10^{-21}cm^2 , une densité effective N_T égale à 10^{16}cm^{-3} , et une énergie d'activation de l'ordre de 0.12eV. Le deuxième défaut (D2) est également un piège à trous avec une section efficace de capture de 10^{-18}cm^2 , une densité effective N_T égale à 2.10^{16}cm^{-3} , et une énergie d'activation de l'ordre de 0.25eV.

III.1.1. Localisation spatiale des défauts d'implantation



FigureIV-7 : Localisation des défauts au niveau de la jonction émetteur-base

Dans une première approche, nous avons présumé une localisation spatiale de ces défauts répartie sur toute la surface de la jonction Emetteur/Base.

III.1.1.1. Limite de l'outil de simulation

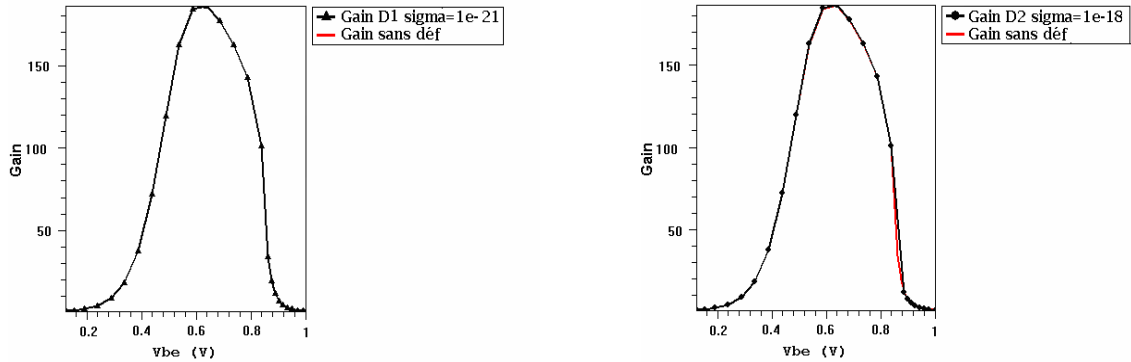


Figure IV.8: Evolution du gain avec et sans défauts a) défaut1 $\sigma=10^{-21} \text{ cm}^{-2}$; b) défaut 2 $\sigma=10^{-18} \text{ cm}^{-2}$

La figure IV-9 représente l'évolution du gain en courant pour une structure avec des défauts positionnés au niveau de la jonction émetteur-base et une structure sans défauts. Nous pouvons observer que le gain pour les deux cas de défauts considérés ne présente aucune variation notable par rapport au gain d'une structure sans défauts. En effet, les ordres de grandeur des sections de captures efficaces des défauts d'implantation de la base extrinsèque observées par DLTS, étant trop faibles (de 10^{-21} cm^{-2} pour le défaut 1 (D1) et de 10^{-18} cm^{-2} pour le défaut 2 (D2)), on ne peut observer aucune variation sur le gain en courant. Dans ce sens là nous pouvons affirmer que le module de simulation "DESSIS" présente une certaine limitation en sensibilité, où les faibles valeurs de sections de captures observées par DLTS ne peuvent affecter les caractéristiques électriques [37].

Nous avons alors adapté les valeurs de section de capture pour lesquelles le logiciel est sensible, soit 10^{-15} cm^{-2} pour le premier défaut, et 10^{-16} cm^{-2} pour le deuxième défaut (D2). L'introduction des défauts agit directement sur le gain en courant, en provoquant une dégradation de ce dernier .

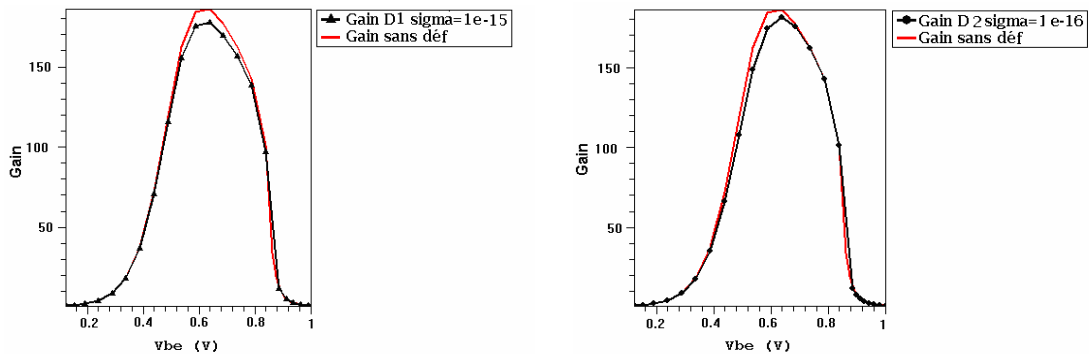


Figure IV.9: Evolution du gain avec et sans défauts a) défaut1 $\sigma=10^{-15} \text{ cm}^{-2}$; b) défaut2 $\sigma=10^{-16} \text{ cm}^{-2}$

III.1.1.2. Evolution des courbes de Gummel avec la température

Nous nous intéressons dans cette partie, à l'étude de l'influence des défauts d'implantation introduits le long de la jonction émetteur-base sur les courbes de Gummel. L'introduction de ces défauts n'engendre pas de nouveaux phénomènes. En effet, nous constatons une évolution comparable à celle des courants de TBH sans défauts. Ainsi, nous retrouvons un comportement idéal du courant de collecteur sur toute la plage de polarisation et pour les différentes températures. Alors que le courant de base, ne présente ce comportement idéal que pour les fortes polarisations, et pour des températures égales ou supérieures à 300 K.

Toutefois, aux faibles polarisations on peut relever un aspect non idéal du courant de base, à travers les coefficients d'idéalités compris entre 1 et 2 qui caractérisent des phénomènes de génération-recombinaison. Ou encore, les coefficient d'idéalités supérieures à 2 lorsque la température diminue (l'ordre de 200K), ce qui reflète la présence des mécanismes assistant la recombinaison (l'effet tunnel ou l'effet Poole-Frenfel). Ainsi, on peut trouver des valeurs de coefficient d'idéalités égales à 1.38 pour $T=300K$ et $V_{be}=0.4V$, cependant cette valeur atteint 2.04 à $T=200K$ et 2.10 à $T=175K$ pour la même polarisation.

Néanmoins, en introduisant les défauts d'implantation, nous remarquons que le poids des composantes non idéales devient plus important dans l'allure du courant de base, et que la marge de la prépondérance de la non idéalité sur le courant de base est plus importante, et s'étend vers des polarisations plus élevées. En effet, la diminution de la température diminue la composante diffusive idéale du courant de base, et permet de mieux appréhender l'effet des composantes non idéales du courant de base qui caractérisent la présence des défauts.

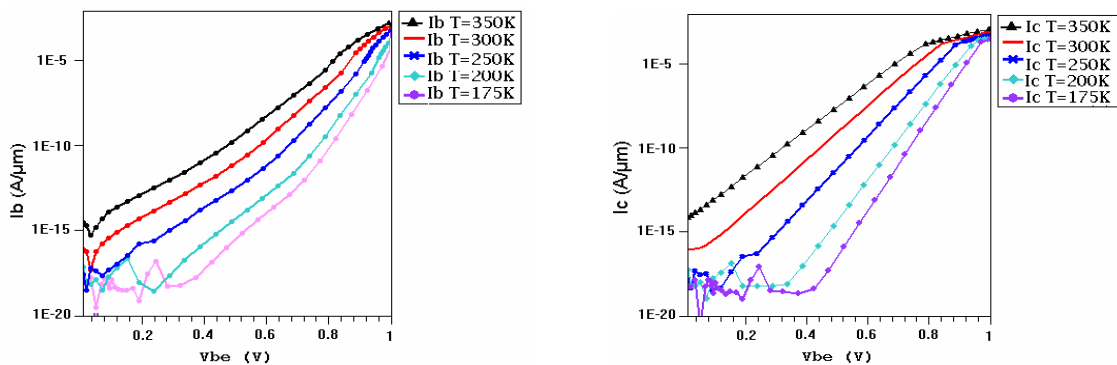


Figure IV-10 : Evolution du courant de Base et du courant de Collecteur avec la température

III.1.2. Etude en fonction de la géométrie de la fenêtre d'émetteur

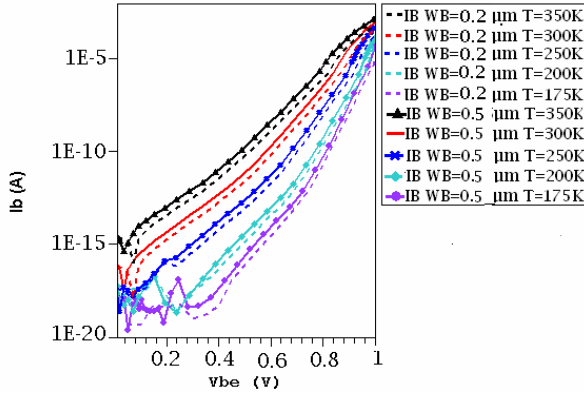
Nous allons maintenant procéder à l'étude de l'évolution du courant de base et du gain en courant en fonction de la géométrie de la fenêtre d'émetteur et de la température. Cette étude en fonction de la polarisation nous renseigne sur la localisation spatiale de défauts. Ainsi, nous

avons fait varier les dimensions de la largeur de la fenêtre d'émetteur, initialement égale à $0.5\mu\text{m}$, à des valeurs de l'ordre de $0.55\mu\text{m}$, $0.4\mu\text{m}$, $0.3\mu\text{m}$ et $0.2\mu\text{m}$.

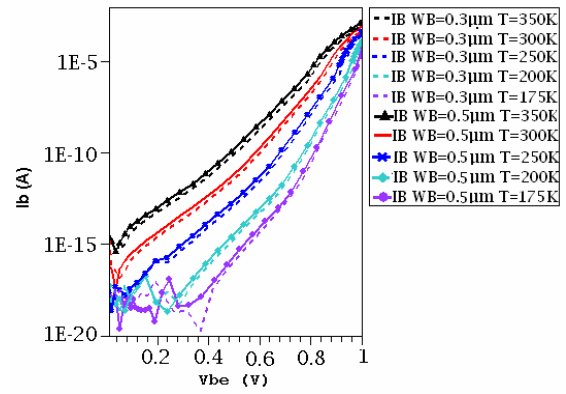
III.1.2.1. Etude du courant de base

D'après la figure VI.11 nous remarquons que le courant de base, à faible polarisation, augmente en fonction du périmètre de la fenêtre d'émetteur. Nous observons que le transistor de plus grand périmètre, présente le courant de fuite (non idéal) le plus important.

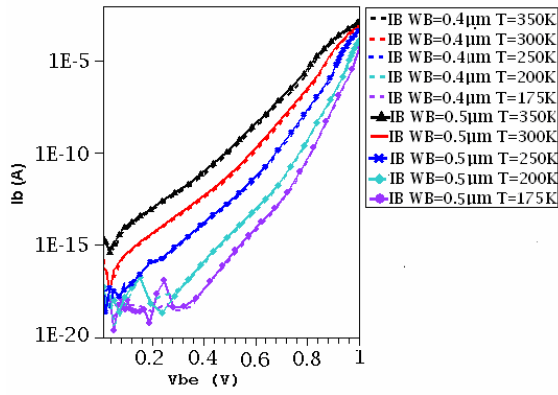
Wb=0.2μm



Wb=0.3μm



Wb=0.4μm



Wb=0.55μm

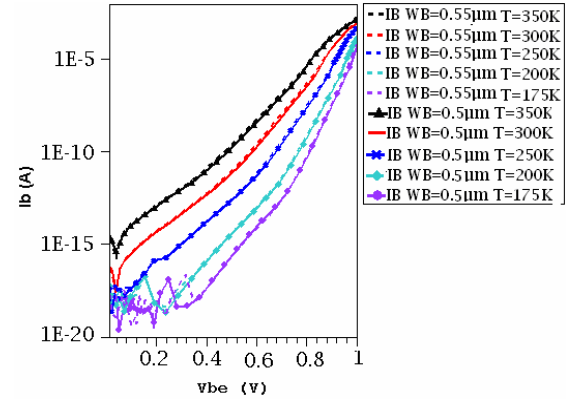


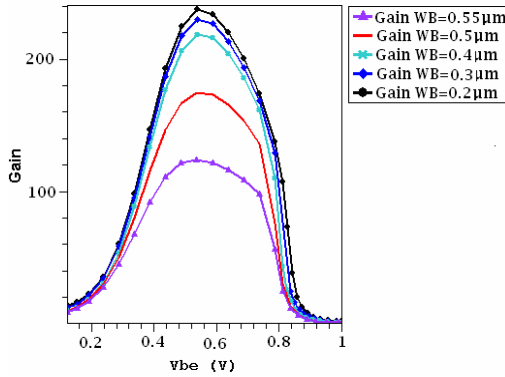
Figure IV-11 : Variation du courant de base avec la géométrie de l'émetteur

III.1.2.2. Etude du gain en courant en fonction de la géométrie de la fenêtre d'émetteur

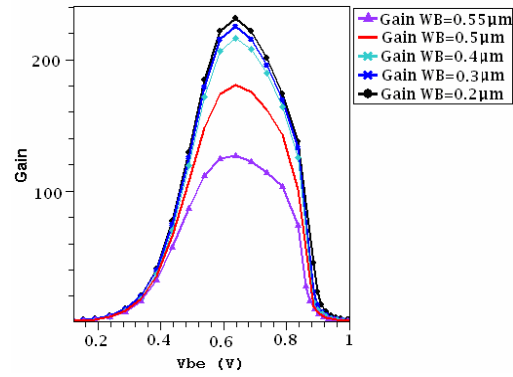
Comme nous l'avons déjà évoqué, les courants de base pour les fortes polarisations présentent un comportement idéal, où la composante de diffusion domine la conduction. Pour ces mêmes polarisations qui correspondent à un courant de collecteur de l'ordre de $10^{-4}\text{A}/\mu\text{m}$, nous remarquons que pour les différentes températures le gain présente une variation indépendante des dimensions de la fenêtre d'émetteur. En conséquence le courant de base est indépendant de la géométrie dans cette gamme de polarisation, ce qui nous permet de prononcer que ce dernier est d'origine volumique.

Cependant pour les faibles polarisations, (un courant de collecteur de l'ordre de 10^{-7} A/ μm) où le courant de base présente un comportement non idéal, nous remarquons que le gain dépend de la géométrie de la fenêtre d'émetteur. En effet, ce dernier présente des écarts importants en fonction des dimensions de la fenêtre d'émetteur, où plus la largeur de la fenêtre d'émetteur augmente plus le gain diminue. Cela signifie que le courant de base non idéal est d'origine périphérique.

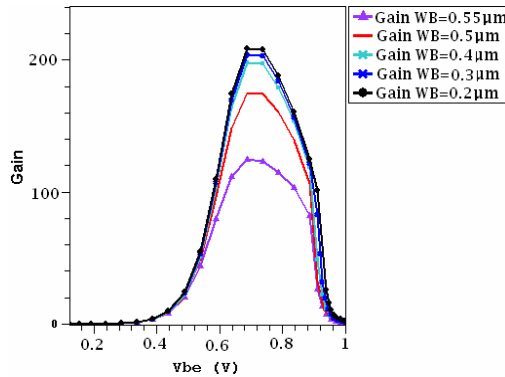
T=350K



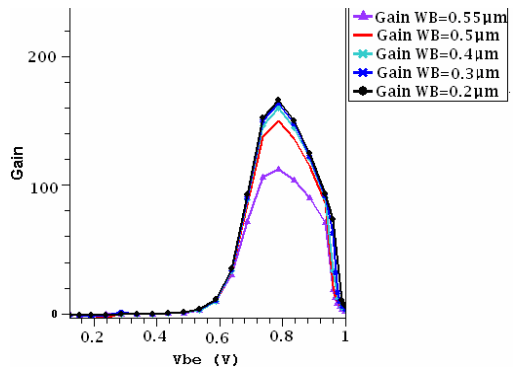
T=300K



T=250K



T=200K



T=175K

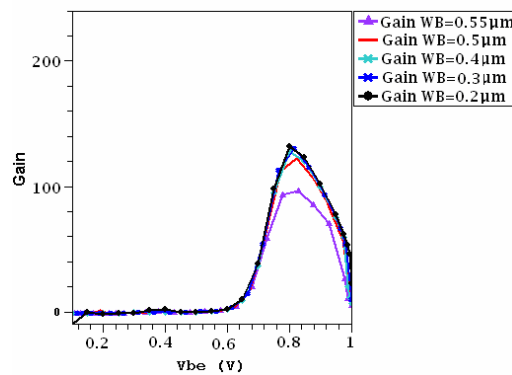
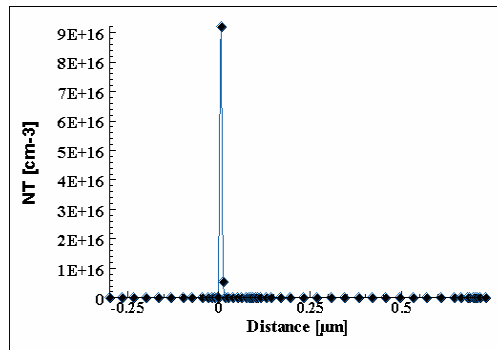


Figure IV-12: Evolution du gain avec la géométrie de la fenêtre d'émetteur

L'étude du gain en courant en fonction de la géométrie de transistor nous a permis de déterminer l'origine spatiale du courant non idéal de base. En effet, ce dernier a une origine périphérique. Ceci nous indique que les niveaux profonds liés aux défauts d'implantation de la base extrinsèque sont situés à la périphérie de la jonction émetteur-base.

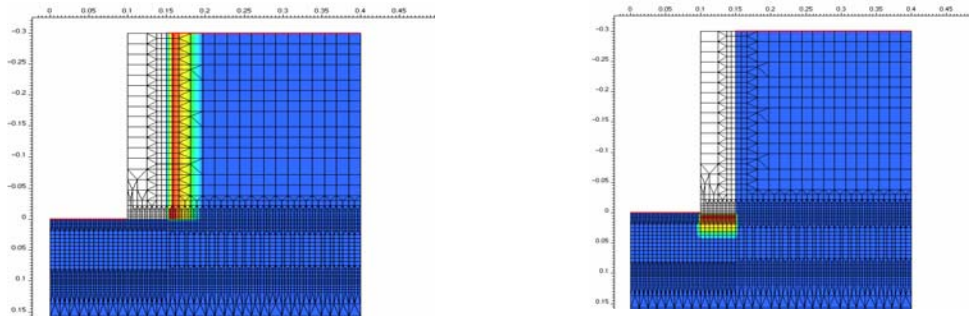
III.2. Défauts de gravure

La fenêtre de l'émetteur en Polysilicium est définie par une gravure anisotropique générée par un flux d'ions fortement énergétiques. Ainsi la qualité de la couche subsurfacique se trouve affectée par cette gravure. Des défauts sont alors créés à l'endroit où la gravure serait arrêtée, c'est à dire sous les espaceurs et latéralement au niveau de l'interface avec l'émetteur. Les mesures effectuées par DLTS ont révélé que ces défauts sont des pièges à trous avec une section efficace de capture de l'ordre 10^{-17}cm^2 , une densité effective N_T égale à 10^{18}cm^{-3} , et une énergie d'activation de 0.6 eV [21].



FigureIV-13 : Profils des défauts de gravure

III.2.1. Localisation spatiale des défauts de gravure



FigureIV-14 : Localisation des défauts de gravure a) latéraux ; b) sous les espaceurs

Comme dans le cas des défauts d'implantation, les défauts de gravure présentent également une section de capture trop faible, qui n'a aucune influence sur le gain en simulation

ISE. Ainsi nous ne pouvons observer de variation remarquable sur le gain qu'à partir d'une valeur de la section efficace de capture de l'ordre de 10^{-15} cm^{-2} .

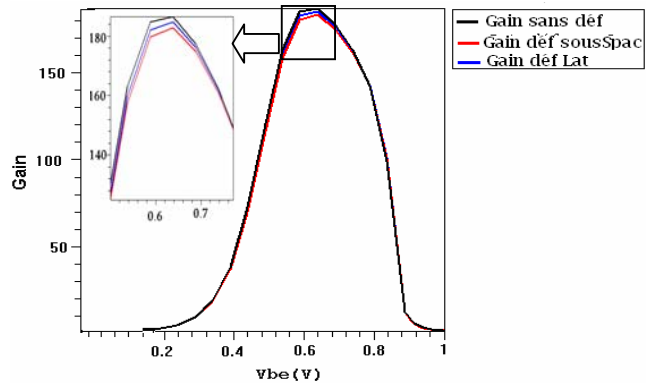


Figure IV-15 : Evolution du gain en fonction de la position des défauts de gravure

D'après la figure IV.16, nous pouvons remarquer que les défauts placés sous les espaceurs d'oxyde présentent un gain plus faible par rapport aux défauts placés latéralement [38]. Plusieurs technologies actuelles offrent la possibilité de limiter l'effet des défauts placés sous les espaceurs d'oxyde. Elles utilisent des oreillettes destinées à empêcher la formation de ces défauts lors de l'étape de gravure. [40]

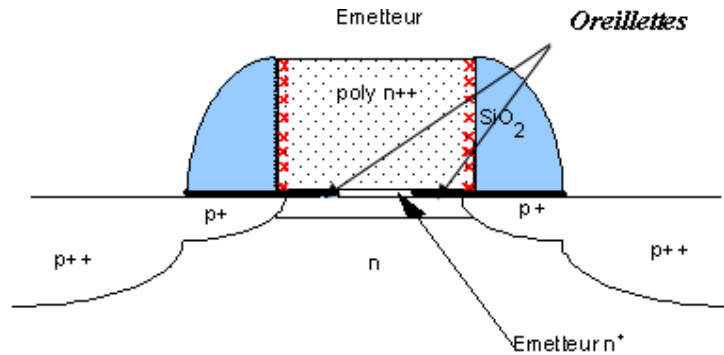


Figure IV.16: Rôle des oreillettes

III.3. Influence de la position spatiale des défauts sur le gain en courant

Nous comparons ici l'influence des défauts de gravure placés soit horizontalement sous les espaceurs d'oxyde, soit latéralement au niveau de l'émetteur avec les défauts d'implantation situés au niveau de la jonction émetteur-base.

Nous observons une nette variation du gain en fonction de l'emplacement des défauts. En effet, le gain en courant est plus faible pour des défauts d'implantation situés au niveau de la jonction émetteur-base par rapport à des défauts de gravure situés latéralement ou sous les espaceurs.

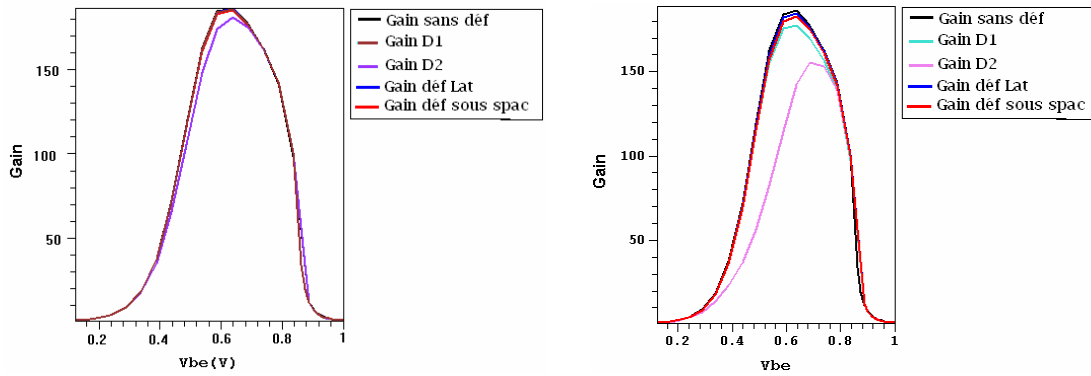


Figure IV-17: Evolution du gain pour les différents types de défauts : a) $\sigma = 10^{-16}$ b) $\sigma = 10^{-15}$

VI. INFLUENCE DU TYPE DU DEFAUT ET DE SA POSITION DANS LA BANDE INTERDITE

Afin d'évaluer l'influence du type de défaut sur les caractéristiques électriques du composant, nous effectuerons une simulation en fonction du type de piège et de leurs positions dans le "gap". Ainsi nous avons placé des défauts à 0.05eV de la bande de conduction et à 0.05eV de la bande de valence et à mi gap. Ces derniers correspondent à des mécanismes de capture de trous notés "hn" ou à des mécanismes d'émission de trous notés quant à eux par l'indice "en".

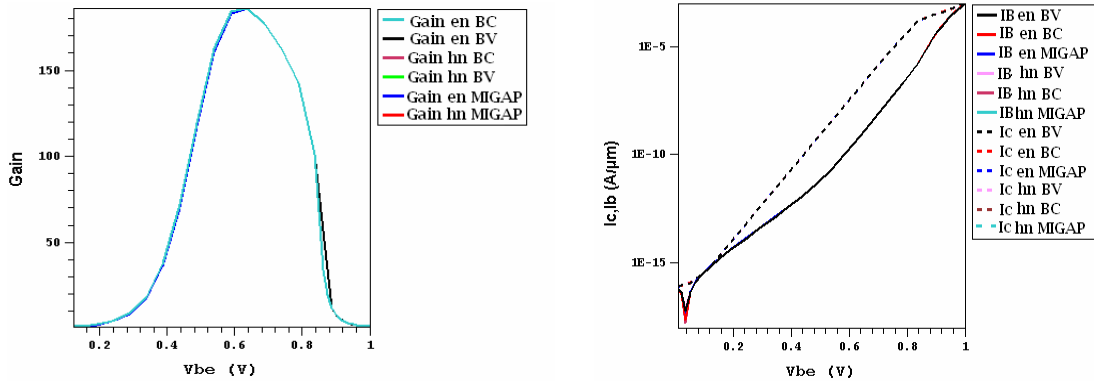


Figure IV.18: Evolution du gain et des courbes de gummel en fonction de la position du piège dans le Gap

Les résultats obtenus pour les différents types de porteurs révèlent une très faible variation entre les courbes représentatives des courants. Nous effectuons alors un zoom afin de mieux observer cette variation.

IV.1. Influence de la position du défaut dans le gap

Considérons un piège de type "hn", il serait logique de juger que plus ce dernier est proche de la bande de valence plus la probabilité qu'il puisse capturer un trou est plus importante, ce qui induit une diminution du courant de base. Donc celui-ci est plus faible pour un piège situé

à 0.05eV de la bande de valence que pour un piège de même type situé à 0.05eV de la bande de conduction figure IV.19

Pour le cas d'un piège de type "en", plus ce dernier est situé prêt de la bande de conduction, plus la probabilité de capture des électrons est grande. Le courant de collecteur pour un piège situé prêt de la bande de conduction est donc plus faible. Cependant les résultats obtenus ne semblent pas en accord avec cette supposition, où on constate que le courant de collecteur est plus faible pour un piège de type "en" situé à 0.05eV de la bande de valence que pour un défaut de même type situé à 0.05eV de la bande de conduction.

Toutefois, il faut noter que les écarts relevés entre les différents courant sont au maximum de 6.10^{-13} A/ μm . La question reste alors posée, si la différence relevée n'inclut pas les erreurs de calcul, de précision

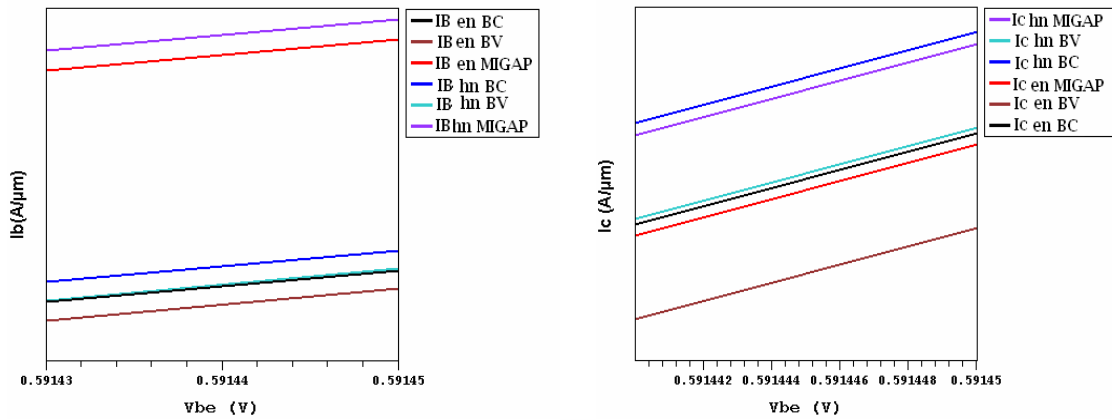


Figure IV-19: Evolution courbes de Gummel en fonction de la position du piège dans le Gap

IV.2. influence du type de défauts

IV.2.1.Courant de base

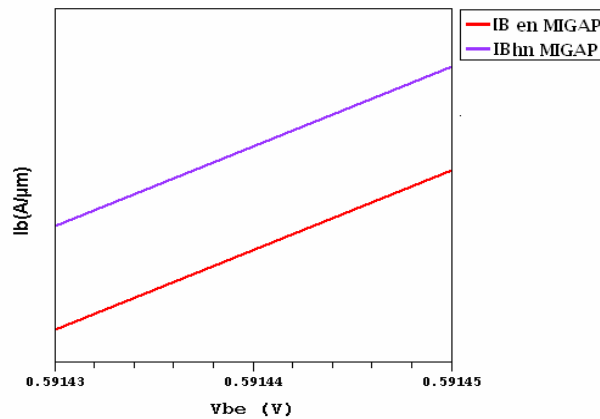


Figure IV- 20 : Evolution du courant de base pour défauts situés à migap

Un mécanisme de piégeage de trous revient toujours à une diminution du courant de base. Il serait alors logique de déduire que le courant de base pour un piège de type "hn" est plus faible que pour un piège de type "en" qui correspond à une capture d'électrons. Cependant les résultats obtenus ne suivent pas cette supposition. En effet, le courant de base obtenu pour un piège de type "hn" est plus important que pour un piège de type "en". Il faut noter que les mêmes remarques sont relevées que celles présentées au paragraphe précédent (IV.1).

IV.2.2. Courant de collecteur

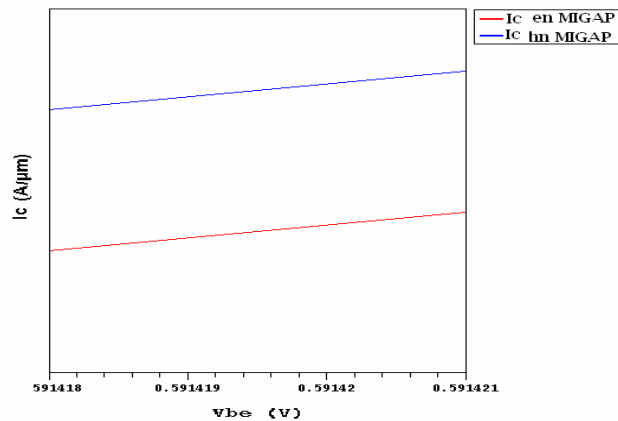


Figure IV- 22 : Evolution du courant de collecteur pour défauts situés à migap

Puisque nous nous situons à mi-gap, le mécanisme équivalent à un mécanisme de capture de trous est le mécanisme d'émission d'électrons, qui correspond à un piège de type Donor. Alors le courant de collecteur pour un piège de type "hn" va augmenter par rapport à un piège de type "en" à cause de l'émission d'électrons depuis le niveau piège.

V.CONCLUSION

L'étude du courant de base en fonction de la température et de la polarisation a permis de préciser les mécanismes de conduction à la jonction émetteur-base. Ainsi le courant de base se trouve dégradé à faible polarisation par des composantes non idéales, qui supposent la présence de défauts profonds dans la zone de charge d'espace de la jonction base-émetteur.

L'évolution du gain en fonction de la géométrie de la fenêtre d'émetteur nous a permis de localiser les défauts d'implantation au niveau de la périphérie de la jonction base-émetteur.

De plus, l'étude de l'impact des défauts selon leurs localisations dans la structure nous a permis de quantifier leurs influences. Toutefois l'influence du type des défauts et leurs positions dans le gap reste minime sur les caractéristiques électriques du composant, où les courbes des courants ne s'écartent que très peu les unes de autres.



Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire se place dans le cadre de la modélisation du transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe. Il s'attache plus particulièrement à l'identification des effets parasites dus à la présence de défauts électriquement actifs induits par les différentes étapes de fabrication du composant. Ceux-ci peuvent pénaliser fortement les performances électriques des transistors bipolaires à hétérojonction SiGe.

Nous avons ainsi démontré l'intérêt de l'utilisation du transistor bipolaire à hétérojonction. En effet, l'introduction du transistor bipolaire à hétérojonction présente aujourd'hui une évolution qui a permis de lever le verrou qui interdisait au transistor à homojonction de fonctionner dans le domaine des hautes fréquences. L'apport du SiGe pour les TBH agit essentiellement dans la réduction de la largeur de bande interdite au niveau de la base par rapport à celle du Silicium, traduisant ainsi un véritable réglage de la bande interdite "Band-Gap Engineering". Les transistors bipolaires exploitent cette modification de la largeur de la bande interdite en fonction de la fraction de Germanium, en améliorant le rapport entre l'injection d'électrons et des trous dans la jonction émetteur-base. Ceci permet de favoriser la levée de contraintes sur plusieurs paramètres électriques fondamentaux comme le gain en courant et la fréquence d'oscillation maximale.

Pour effectuer cette étude, nous nous sommes penchés sur la modélisation physique du transistor bipolaire à hétérojonction. Toutefois, toute modélisation aussi bonne qu'elle soit, n'est rien si nous n'en connaissons pas ses limites. Dans cette optique, on s'est intéressé aux différents modèles pris en compte lors de la simulation. Ainsi une synthèse complète des différents paramètres nécessaires à la simulation du transistor bipolaire à hétérojonction SiGe a été présentée en fonction des modèles physiques considérés. Dans ce cadre, il faut noter que certains paramètres restent limités pour la simulation du TBH SiGe. En effet, les modèles de durée de vie et de fort dopage ne sont pas encore spécifiques au SiGe et sont assimilés à ceux du Silicium. Pour le modèle de réduction de la bande interdite sous l'effet du dopage, il faut noter que pour les TBH la variation de la bande interdite est due en premier ordre au pourcentage de Germanium, donc l'influence du dopage reste limitée. Toutefois pour les durées de vie, leur influence sur les phénomènes de recombinaison dans la base est négligeable pour les composants dont les dimensions sont inférieures aux longueurs de diffusion. Bien qu'il serait intéressant de pouvoir disposer de modèles spécifiques au SiGe.

La modélisation des défauts effectuée par le module "DESSIS" s'est révélée satisfaisante bien qu'elle ne soit pas tout à fait parfaite. En effet, quelques imperfections existent et sont essentiellement liées à des limitations en sensibilité et en convergence. Malgré cela, les caractérisations électriques statiques du transistor bipolaire à hétérojonction ont permis de cerner les défauts de fabrication et de les localiser spatialement.

- ✚ Dans un premier temps l'analyse de l'ensemble des caractéristiques courant-tension, et en particulier du courant de base nous a permis d'identifier les processus physiques de conduction dans la jonction émetteur-base. La présence de mécanismes de type tunnel et génération-recombinaison responsables de la non-idéalité du courant de base, met en évidence la présence de défauts électriquement actifs.
- ✚ L'étude du gain et du courant en fonction de la température et de la géométrie de la fenêtre d'émetteur nous a permis d'être plus précis sur la localisation spatiale des centres profonds liés à des défauts introduits lors de l'étape d'implantation de la base extrinsèque. Ainsi nous avons montré que ceux-ci sont localisés à la périphérie de la fenêtre d'émetteur.
- ✚ En comparant ces mêmes défauts d'implantation avec les défauts introduits lors de l'étape de gravure, nous avons pu quantifier leurs influences sur les performances du transistor. En effet, leur présence se traduit par une diminution du gain en courant. Celle-ci reste liée à leur localisation spatiale et à la nature de l'étape technologique qui provoque l'introduction de ces défauts. Ainsi, le gain en courant est plus faible pour des défauts d'implantation de la base extrinsèque par rapport à des défauts de gravure relatifs aux espaceurs. Ces derniers correspondent à un gain encore plus faible que celui des défauts de gravure qui se localisent latéralement par rapport à la fenêtre d'émetteur.
- ✚ Même si l'étude de l'impact des défauts selon leur type et leurs positions dans le gap ne remet pas en cause l'effet des défauts vis-à-vis des caractéristiques électriques du transistor, elle révèle des résultats surprenants. Toutefois, dans la mesure où les mécanismes choisis restent rigoureusement équivalents, et leur influence minime sur les caractéristiques électriques, les courants de base et de collecteur présentent de faibles écarts qui sont de l'ordre de $6 \cdot 10^{-10}$ A/ μm les uns par rapport aux autres. Ce qui dégage des suppositions sur d'éventuelles erreurs de calcul et de précision du logiciel utilisé.

Le travail ainsi présenté dans ce manuscrit, et concernant la prise en compte des défauts de fabrication dans un transistor bipolaire à hétérojonction, ne saurait être complet sans la poursuite de nombreuses études complémentaires. Celles-ci pourront s'attacher à étendre l'étude en dynamique, afin d'effectuer la simulation du bruit RTS (Random Telegraphic Signal) due à la présence de défauts de génération–recombinaison. Mais ouvrent également d'autres perspectives qui envisagent d'incorporer le carbone dans le SiGe. Dans ce cadre les propriétés des structures SiGeC sont mises en profit dans le but de réduire la diffusion du bore hors de la base et diminuer le désaccord de paramètre de maille entre le Si et le SiGeC.



Bibliographie

Bibliographie

- [1] Mathieu “Physique des semiconducteurs et des composants électroniques”, Masson, 1987.
- [2] J. Raoult “Etude et modélisation du transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe application a la conception d’oscillateur radiofréquence intégré”, Thèse de Doctorat Institut National des sciences Appliquées INSA de Lyon, N° 03 ISAL 0092, pp.1-27, 2003.
- [3] E. Hackbarth, D.D.L.Tanc “Inkerent and stress indueced in heavily doped silicon jonction” in IEEE Transactions on Electron Devices, Vol.35, N°12, pp.2108-2118, 1988.
- [4] S. M. Sze “Physics of semiconductor devices” 2nd edition New York :Jhon Wiley & Sons, pp.1-853, 1981.
- [5] E. M. Berranger, “Etude et caractérisation de transistor bipolaire à hétérojonction TBH Si/SiGe intégré dans une filière BICMOS industrielle 0.5 μ m”, Thèse de Doctorat Institut National des sciences Appliquées INSA de Lyon, N° 98 ISAL 0026, pp.1-204,1998.
- [6] D. Paul. “The Physics, Material and Devices of Silicon Germanium Technology”, in Physics World, Vol. 13, N° 2, pp. 27- 32, February 2000.
- [7] J. L. Polleux “Contribution à l’étude et à la modélisation de phototransistors bipolaires à hétérojonction SiGe /Si pour les applications opto-microondes”, Thèse de Doctorat Conservatoire national des arts et des métiers, pp.1-109, 2001.
- [8] R. people, “Physics and application of Si/Si_{1-x}Ge_x trained –layer heterostructure”, IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 22, N°9, pp. 1696-1710, 1986.
- [9] R. People, “Indirect band gap of coherently strained Ge_xSi_{1-x} bulk alloys on <001> silicon substrates”, in Physical Review B, Vol. 32, N° 2, pp.1405-1408, July 1985.
- [10] J. C. Bean, “Silicon- based Semiconductor Heterostructures: ColumnIV Bandgap Engineering”, in Proceeding IEEE, Vol. 80, N°4, pp. 569-587, April1992.
- [11] J. Browne “SiGe Technology Makes Practical Advances” MICROWAVES & RF pp.121-126, October 1999.
- [12] R. people, J.C. Bean “Band alignment of coherently strained Si/Si_{1-x}Ge_x heterostructures on <101>Ge_ySi_{1-y} substrates ”, Appl. Phys.Lett, Vol. 48, N°8, pp. 538-540, 1986.
- [13] David L. Haramé, David C. Ahlgren, Douglas D. Coolbaugh, James S. Dunn, Gregory G. Freeman, John D.Gillis,Robert A. Groves,Gregory N.Hendersen, RobbA.Johnson,Alvin

- J. Joseph, Seshardi Subbanna, Alan M. Victor, Kimball M. Watson, Charles S. Webster, and Peter J. Zampardi "Current Status and Future Trends of SiGe BiCMOS Technology" IEEE Transaction on Electron devices, Vol.48, N°11, pp. 2575- 594, 2001.
- [14] E. J. Prinz and J. C. Sturm, "Current gain-Aarly voltage products in Heterojunction Bipolar Transistors with nonuniform base BandgapsBandgaps", in IEEE Electron Devices Letters, Vol.12, N°12, pp.661-663, 1991.
- [15] D. John Cressler, "SiGe HBT Technology: A New Contender for Si- Based RF and Microwave Circuit Applications" Vol 46 N°5 ,pp.572-586 1998
- [16] D. L. Harame, J. H. Comfort, J. D. Cressler, E. F. Crabbé, J. Y. C. Sun, B. S. Meyerson and T. Tice, "Si/SiGe Epitaxial-Base Transistors -Part I: Materials, Physics, and Circuits" in IEEE Transactions on Electron Devices, Vol.42, N°3, pp.455-468, March 1995.
- [17] David M. Richey and John D. Cressler "Scaling Issues and Ge Profile Optimization in Advanced UHV/KVD SiGe HBTs" Proceedings of Bipolar Circuit Technology Meeting, Minneapolis (USA), pp. 19-23, 1996.
- [18] J. D. CRESSLER "Re-engineering silicon:Si-Ge heterojunction bipolar technology" IEEE Spectrum, Vol. 32, Issue 3, pp. 49-55, March1995.
- [19] Integrated Systemes Engineering, DIOS 8.0, User's manual, 2002.
- [20] Integrated Systemes Engineering, GENESISe OptimISE LIGAMENT INSPECT Tecplot – ISE Utilities 8.0, User's manual, 2002.
- [21] B. Villard "Etude d'une technologie bipolaire compatible CMOS", diplôme d'études approfondies, rapport de stage, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 1993.
- [22] O. De Barros, "Caractérisation électrique des défauts induits par l'intégration de la base d'un transistor bipolaire à hétérojonction SiGe en technologie BiCMOS", Thèse de Doctorat Institut National des sciences Appliquées INSA de Lyon, N° 97 ISAL 0106, pp.1-155, 1997.
- [23] S. Denorme, H. Bousseta, A. Chantre, G. Vacent, M. Mouis "Demonstration of enhanced base diffusion due to extrinsic base implantations in submicron, polySi emitter, epitaxial base bipolar transistor", Proceedings of European Solid State Device Research Conference 95.Hague (Pay Bas), pp. 513-516, 1995.
- [24] M. Mouis, H.J. Gregory, S. Denorme, D. Mathiot, "Physical modelling of the enhanced diffusion of boron due to ion implantation in thin-base NPN bipolar transistors" Microelectronics Journal, Vol.26, pp.255-259, 1995.
- [25] Integrated Systemes Engineering, MDRAW MESH DIP, User's manual, 2002.
- [26] S. Latreche, "Modélisation de transistors à homo et hétérojonctions, compatibles avec un filière submicronique: influence de phénomènes quantiques" Thèse de Doctorat Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, p. 1-182, 1998.

- [27] B. Le Tron, "Etude statique et dynamique de transistors bipolaires à hétérojonctions (TBH) SiGe sur silicium intégré dans une technologie bipolaire", thèse de doctorat, Institut nationale des science de Lyon, pp. 1-168, 1995.
- [28] Integrated Systemes Engineering, DESSIS 8.0, User's manual, 2002.
- [29] Z. Matutinovic-Krstelj, V. Venkataraman, E. J. Prinz, J.C. Sturm and C.W. Magee, "Base Resistance and Effective Bandgap Reduction in n-p-n Si/Si_{1-x}Ge_x/Si HBT's with Heavy Base Doping", in IEEE Transactions on Electron Devices, Vol.43, N°3, pp.457-466, March 1996.
- [30] J. M. Lopez-González and L. Prat, "The importance of Bandgap Narrowing Distribution Between the Conduction and Valence Bands in Abrupt HBT's", in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, N° 7, pp.1046-1051, July 1997.
- [31] R. J. E. Huetting, J. W. Slotboom, A. Pruijmboom, W. B. de Boer, C. E. Timmering and N. E. B. Cowern, "On the Optimization of SiGe-Base Bipolar Transistors", in IEEE Transactions on Electron Devices, Vol.43, N° 9, pp.1518-1524, September 1996.
- [32] J. W. Slotboom, G. Streutker, A. Pruijmboom and D.J. Gravesteijn, "Parasitic Energy Barriers in SiGe HBT's", in IEEE Transaction on Electron Devices, Vol.12, N°9, pp.486-488, March 1993.
- [33] B. Le Tron, M. D. R. Hashim, Peter Ashburn, Mireille Mouis, Alain Chantre, and Gilbert Vincent "Determination of Bandgap Narrowing and Parasitic Energy Barriers in SiGe HBT's Integrated in a Bipolar Technology" IEEE Transaction on Electron devices, Vol. 44 , N° 5 pp. 19-23 , May 1997.
- [34] M. Assous, "caractérisions de transistors bipolaire à hétérojonction SiGe intégré : corrélation à la technologie et élément de modéliation" thèse de doctorat, Institut nationale des science de Lyon, pp. 106-147, février 1999.
- [35] M. Lakhdara, "Modélisation bidimensionnelle de transistors bipolaires à hétérojonctions à base Si_{1-x}Ge_x intègres en technologie CMOS ", mémoire de magister, département d'électronique, université mentouri de Constantine ,2001.
- [36] L. Militaru, "Etude des défauts induit lors de 'intégration des transistors bipolaires a hétérojonction Si/SiGe dan une technologie BICMOS avancée", Thèse de Doctorat Institut National des sciences Appliquées INSA de Lyon, N° 00 ISAL 0081, pp. 1102, 164 ,2000.
- [37] S. Latreche, M. Bouhouche, M. Lakhdara, C. Gontrand "Influence De La Position Spatiale Des Défauts ponctuels Sur Les Caractéristiques Electriques D'un TBH" CISE05 batna 2005.
- [38] F. Miller "Modélisation d'un transistor bipolaire à hétérojonction influence de défauts électriquement actifs", Projet de Fin d'étude, Institut National des Sciences Appliquées INSA de Lyon, pp.-10, 2002.
- [39] A. Chantre, G. Festes, G. Grioult-Matlakowski, Anouailhat "An investigation of nonideal base currents in advanced self-aligned etched-polysilicon emitter bipolar transistor", IEEE Transaction on Electron devices, Vol. 38, N°6, pp. 1354-1361, 1991.



Annexe

LOGICIEL DE SIMULATION ISE-TCAD 8.2

I- PRESENTATION DU LOGICIEL DE SIMULATION ISE-TCAD 8.2

Le logiciel ISE-TCAD est un ensemble d'outils interdépendants permettant la simulation physique de dispositifs et de systèmes électroniques. Résultant de plusieurs coopérations et projets internationaux, il a été conçu à partir de 1993 par la société ISE (Integrated Systems Engineering), fournisseur mondial de produit logiciel TCAD (Technology Computer Aided Design).

Les outils du logiciel ISE-TCAD permettent de simuler toutes les étapes technologiques de fabrication des composants semi-conducteurs et de décrire physiquement par des modèles macroscopiques, leur comportement statique et dynamique lorsqu'ils sont soumis notamment à des perturbations physiques. Il est possible d'étudier également des systèmes électroniques (prise en compte d'un modèle physique du composant dans un circuit électronique), grâce à la possibilité de réaliser des simulations mixtes (physiques et électriques). Dans cette partie, nous nous limitons à une description du logiciel sous l'angle utilisé lors de ce travail.

II. Description du logiciel

II.1. L'interface utilisateur GENESISe

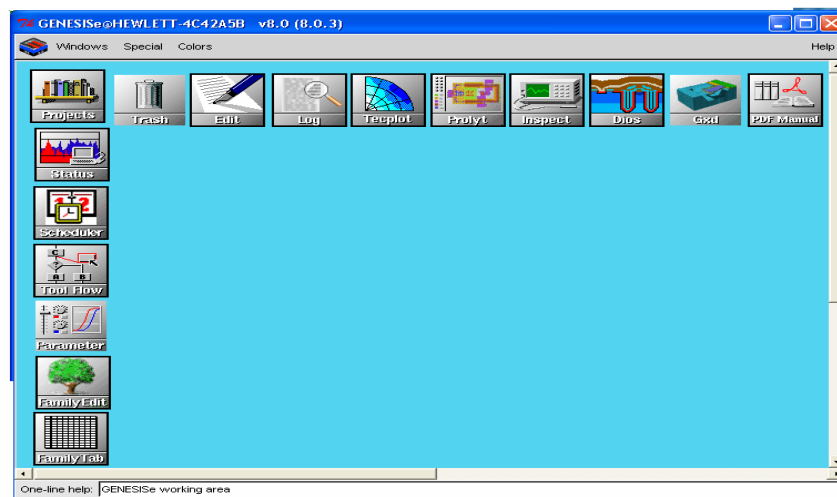


Figure 1 : L'interface utilisateur GENESISe

L'utilisation du logiciel ISE-TCAD se fait par l'intermédiaire de l'interface graphique GENESISe. Cette interface orientée intègre et contrôle tous les modules de simulation du logiciel. Elle est construite autour d'une base de données contenant tous les fichiers créés par l'utilisateur. Ces fichiers sont organisés suivant une arborescence stricte et regroupés sous forme de projets.

Un projet est une session de simulation définie par une succession de modules exécutant différentes phases de la simulation. Les modules du logiciel définissant une session sont indépendants dans leur utilisation (le résultat d'une phase de simulation constitue le fichier d'entrée de la phase suivante) et nécessitent un fichier de commande créée par l'utilisateur de façon interactive grâce à un langage spécifique au logiciel. Deux outils sont à la disposition de l'utilisateur pour gérer la session de simulation lors de sa création et de son déroulement.

◆ Le premier : l'outil "Tool Flow Editor"(visualisation de l'arborescence du projet), gère l'agencement des modules de simulation. Il donne l'accès à l'ensemble de la bibliothèque de modules et permet de construire l'arborescence du projet de simulation.

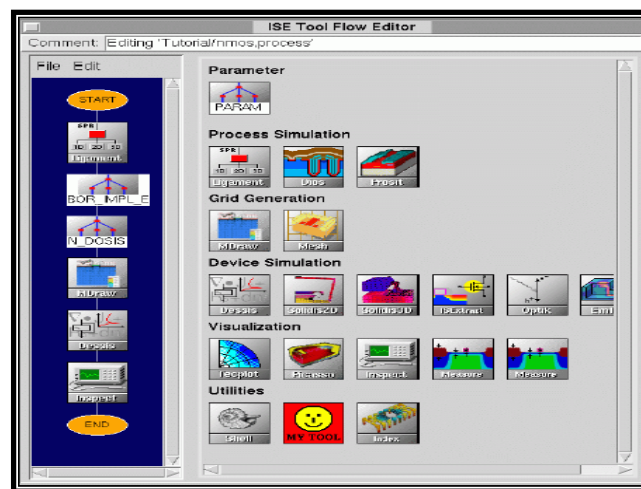


Figure 2 : *Visualisation de l'arborescence du projet de simulation*

◆ Le deuxième outil se nomme "Family Tree Editor". Il permet de visualiser l'ensemble des nœuds de l'arbre du projet de simulation et par conséquent les résultats de chaque étape de simulation à chacun

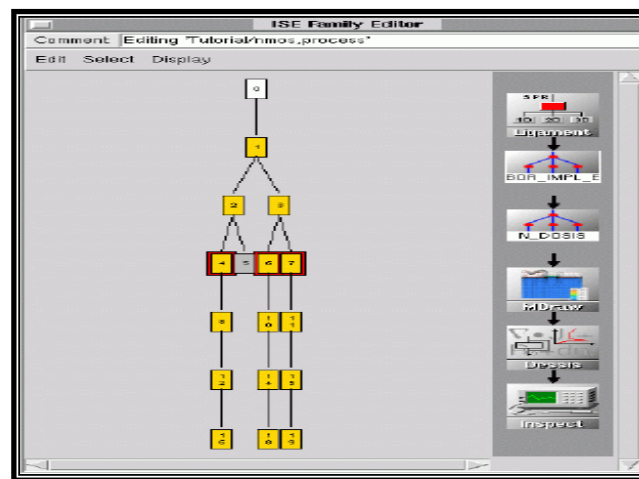


Figure 3 : *Visualisation des nœuds de l'arbre du projet de simulation*

II.2. Les groupes des modules du logiciel ISE-TCAD

Les modules du logiciel ISE-TCAD peuvent être classés en quatre groupes :

- Le PROCESS (fabrication d'un dispositif).
- La CONSTRUCTION des structures et des maillages.
- La SIMULATION des composants (résolution des équations physiques).
- La VISUALISATION des courbes et des structures.

L'utilisation d'un de ces modules dans l'environnement du logiciel nécessite l'édition de fichiers d'entrées à partir soit de l'interface du module soit d'un éditeur de texte propre au système LINUX (script du fichier en lignes de commandes).

II.2.1. Les modules du groupe "process"

Les modules du groupe "process" sont TESIM, DIOS et PROSIT respectivement pour l'élaboration et le traitement d'un composant en une, deux et trois dimensions. Ces trois modules sont pilotés par l'interface LIGAMENT. Ce dernier permet d'une part d'effectuer une description du "process" et d'autre part d'éditer le "layout" du dispositif à élaborer par l'intermédiaire du module PROLYT (dessin des masques pour la lithographie).

A partir des modules de "process", il est possible de mettre en œuvre les étapes de fabrication suivantes: implantation ionique, diffusion, oxydation, prédépôt , épitaxie, dépôt de couches et gravure.

II.2.1. Les modules du groupe construction (création des structures et du maillage)

La construction géométrique des structures, la définition des profils de dopage, le maillage et remaillage se font par l'intermédiaire de six modules: DIP, MESH, TED et MDRAW.

Le module, DIP a été conçu pour l'élaboration des profils de dopage et la définition pour les dispositifs en trois dimensions. Maintenant il permet d'échanger les données entre différentes grilles, et même entre des grilles de différentes dimensions et types.

Le module MESH-ISE permet de générer un prémaillage pour les dispositifs multidimensionnels complexes.

Le module TED est un éditeur de grille tensorielle pour les applications électromagnétiques et thermomécaniques mis en oeuvre respectivement dans les modules de simulation EMLAB et SOLIDIS.

Le dernier module de construction géométrique est le module MDRAW qui permet d'élaborer la géométrie, les profils de dopage et le maillage pour les composants à deux dimensions. Le module MDRAW est un module mixte, dans le sens où il peut être utilisé sous forme d'interface graphique interactive ou en programmation à l'aide d'un éditeur de texte LINUX.

Dans les deux cas, les informations principales à définir sont les suivantes :

- La géométrie du composant déterminée dans un repère orthonormé direct. Chaque région est définie par des triangles ou sous forme géométrique appropriée la constituant. On octroie alors à chaque région un matériau composant la structure.
- Le profil de dopage défini par une "ligne de base" (ligne vectorielle) à partir de laquelle l'espèce dopante est implantée.
- Le maillage représentant le découpage de la structure en plusieurs éléments reliés entre eux par des noeuds. Au niveau de chacun de ces nœuds les équations des modèles physiques liés au composant sont résolues.

L'interface graphique du module MDRAW possède deux modes, un alloué à la définition de la géométrie ("Boundary") et l'autre à l'élaboration des profils de dopage et du maillage ("Doping"). Ces deux modes permettent de créer les deux fichiers nécessaires au module MDRAW pour construire la structure et le maillage associé. Le premier fichier possède l'extension "bnd" et comporte tous les éléments propres à la description des régions, matériaux et contacts. La définition des profils de dopage (forme, type, spécificité) sont agencés dans le deuxième fichier. Ce dernier possède l'extension "cmd".

II.2.2. Les modules de simulation des composants

Il existe sept modules pour la simulation proprement dite des composants. Les modules SOLIDIS EMLAB, et OPTIK traitent respectivement des simulations thermomécaniques, électromagnétiques, et optiques.

Les modules DEGAS et SPARTA sont employés pour des analyses de Monte Carlo.

Le module de circuit qui doit être employé avec le manuel de DESSIS. Il fournit des détails des trois types de modèles de circuit qui sont disponibles dans DESSIS. Ceux-ci incluent les modèles Spice, les modèles Intégrés et les modèles Built-in.

Et enfin le module DESSIS, qui présente le module le plus important du logiciel ISE-TCAD car il est au centre de la quasi-totalité des manipulations du logiciel est le simulateur multidimensionnel des composants et des circuits électroniques. En effet les possibilités de ce module incluent les analyses quasi stationnaires, transitoires (non-stationnaires), en régime petit signal et en bruit. Il gère des simulations basées sur les modèles macroscopiques de type dérive-diffusion, thermodynamique et hydrodynamique. Le module DESSIS ne possède pas d'interface graphique; la création du fichier de commande ("des.cmd") se fait à partir d'un éditeur de texte classique sur LINUX. Ce fichier est structuré en blocs (appelés sections) et son langage de programmation est proche du langage C.

Ces différents blocs tiennent compte des éléments suivants :

- Conditions initiales sur les éventuels courants et tensions appliqués aux composants ou aux circuits (section "Electrode").
- Noms de fichiers propres à la simulation (section "File").
- Modèles de résolution numérique utilisés (section "Math").
- Modèles physiques de paramètres des composants (section "Physics").
- Équations mises en jeu dans la physique des semi-conducteurs (section "Solves").
- Variables à extraire et à visualiser (section "Plot").

La section "File" est la section centrale du fichier de commande car elle permet de créer les liens entre les différents fichiers d'entrée des modules déclarés dans le projet de simulation. Cette section regroupe ainsi les fichiers générés par DESSIS.

Pour optimiser le temps de calcul des simulations, il est possible de résoudre uniquement les équations des modèles physiques sur le porteur assurant la conduction électrique. Ceci se fait dans la section "Solve" par des mots clés spécifiques.

II.2.3. Les modules visualisation des résultats

Les deux modules participant à la visualisation des résultats et à l'extraction des paramètres sont les modules INSPECT et TECPLOT.

Le module INSPECT permet de visualiser et d'analyser les courbes bidimensionnelles. Il est possible de créer et de manipuler des courbes de façon interactive ou de concevoir un script (fichier de commande) permettant la visualisation automatique des grandeurs souhaitées. Ce module permet aussi l'extraction et le traitement de paramètres (résistance dynamique d'une caractéristique tension-courant, intégration d'une grandeur, application de formules mathématiques sur une ou plusieurs grandeurs ...) à partir des résultats des simulations.

Le module TECPLOT permet d'afficher en deux dimensions le composant semi-conducteur simulé. Il est ainsi possible de visualiser la distribution de dopage ou de vitesse, à l'intérieur du dispositif. Il permet également de visualiser les lignes de courant ou de champ électrique. Parmi les caractéristiques de ce module, on peut noter encore la possibilité de tracer des coupes suivant une direction choisie à l'intérieur du dispositif.

Les modules INSPECT et TECPLOT ne nécessitent pas forcément d'être inclus dans l'arborescence du projet de simulation. En effet à partir de l'outil "Family Tree Editor" (visualisation de l'arborescence du projet), il est possible de visualiser les grandeurs des fichiers de sortie en chaque nœud du projet.

Résumé

Ce mémoire présente la modélisation électrique des transistors bipolaires à hétérojonction Si/SiGe. Le but étant d'identifier l'effet des défauts créés lors du process technologique de fabrication sur les performances électriques du composant. Ce travail est centré sur la formulation physique, la modélisation, l'analyse et l'interprétation des effets des défauts de fabrication sur les performances électriques du transistor.

Nous avons abordé tout d'abord l'aspect physique en présentant les différents modèles pris en compte lors de la simulation. Ceux-ci sont inclus dans le logiciel ISE-TCAD (Integrated Systems Engeneering) que nous utilisons comme outil lors de ce travail. Le modèle de transport considéré est le modèle DDM (Drift diffusion Model).

Le logiciel ISE nous a permis d'une part de concevoir le TBH étudié technologiquement, nous avons présenté alors les différentes étapes technologiques suivies. D'autre part, il nous permet de caractériser électriquement le composant réalisé dans le but de l'étudier. Dans ce cadre nous nous sommes intéressé particulièrement aux origines physiques des défauts, leur localisation dans le composant et leurs effets sur les performances électriques du composant.

Mots clés– TBH, Alliage SiGe, défauts profonds, courant de fuite.

Summary

This survey presents the electric modelling of the bipolar transistors with Si/SiGe heterojunction. The goal being to identify the effect of the defects create during the technological process of manufacture on the electric performances of the component. This work is centred on the physical formulation the modelling, the analysis and the interpretation of the effects of the manufacturing defects on the electric performances of the transistor.

First we approached the physical aspect by presenting the different models taken into account during simulation. Those are included in the software ISE-TCAD (Integrated Systems Engineering) which we use as tool during this work. The model of transport considered is model DDM (Drift transistor Model diffusion).

On the one hand the ISE Software we allowed to conceive technologically the HBT studied, we presented then the different technological stages. On the other hand it enables us to characterize electrically the component with an aim of studying it. Within this framework we were interested particularly at the physical origins of the defects, their localization in the component and their effects on the electric performances of the component

Key words– HBT, SiGe Alloy, defects, leakage current.

ملخص

هذا العمل يتضمن نمذجة مقحل ثنائي القطب ذو الوصلة الغير متجانسة و ذي قاعد Si/SiGe. و هذا بهدف تبين تأثير العيوب الناتجة خلال المراحل الصناعية على الخصائص الكهربائية للمركب. هذا العمل يتمحور حول الصياغة الفيزيائية, نمذجة, تحليل و تفسير تأثير العيوب الصناعية على الخصائص الكهربائية للمقحل.

تعرضنا أولا للجانب الفيزيائي و هذا بعرض مختلف النماذج المختارة أثناء النمذجة. هذه النماذج المستمد من البرنامج ISE-TCAD (Integrated Systems Engineering) الذي نستعمله كوسيلة خلال هذا العمل. نموذج النقل المعتمد هو نموذج DDM (Drift Diffusion Model)

البرنامج ISE يمكننا من جهة من التمثيل التكنولوجي لمراحل إنجاز المقحل TBH المدروس. ومن جهة أخرى يسمح لنا بتبيين الخصائص الكهربائية للمركب المنجز بغرض دراسته. في هذا المجال تعرضنا بالأخص لمصدر الفيزيائي للعيوب الصناعية و موقعهم في المركب بإضافة إلى تأثيرهم على خصائص الكهربائية للمقحل.