

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'AUTOMATIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie électrique

Spécialité : **Génie Microélectronique**

Présenté par

Mustapha BAGHDADI

Thème

Caractérisation et simulation d'un transistor bipolaire à hétérojonction (Si/SiGe) en hautes fréquences.

Mémoire soutenu publiquement le 28/09/2017. Devant le jury composé de :

M Takfarinas CHELLI

UMMTO, Président

M Arezki BENFDILA

Professeur, UMMTO, Encadreur

M Ahcen LAKHLEF

UMMTO, Examineur

Glossaire

A

α Gain en courant en base commune par $\alpha=I_c/I_E$

B

β Gain en courant du transistor bipolaire en émetteur commun par $\beta=I_c/I_B$

BiCMOS Technologie incorporant des composants bipolaires et CMOS.

BJT transistor bipolaire (Bipolar Junction Transistor).

BV_{CBO}, BV_{EBO} Tensions de claquage des jonctions base-collecteur et émetteur-base d'un transistor bipolaire.

C

C_{EB}, C_{BC}, C_{CS} Capacités du transistor bipolaire.

C_{JE}, C_{JC} Capacités des jonctions émetteur-base et base-collecteur du transistor.

CMOS Technologie à base de transistors à effet de champ complémentaires (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor).

D

D_n, D_p Coefficient de diffusoin des électrons, trous.

F

f_T Fréquence de transition d'un composant.

f_{MAX} Fréquence maximale d'oscillation d'un composant.

G

g_m Transconductance d'un composant, c'est-à-dire rapport des variations du courant en sortie et de la tension d'entrée.

I

I_E, I_B, I_C Courants externes statiques d'émetteur, de base et de collecteur du transistor bipolaire et leurs densités respectives par rapport à l'aire efficace d'émetteur J_E, J_B, J_C .

i_E, i_B, i_C Courants externes en dynamique d'émetteur, de base et de collecteur du transistor bipolaire.

$I_{pE}, I_{nE}, I_{nC}, I_{rB}, I_{rG}$ Courants internes du transistor de trous dans la composante d'émetteur, d'électrons dans les composantes d'émetteur et de collecteur, et de recombinaisons dans la base neutre et dans la ZCE émetteur-base.

M

μ_n, μ_p	Mobilité des électrons, trous.
M	Facteur d'avalanche.

N

N_C, N_V	Densités d'états des bandes de conduction et de valence dans un matériau.
N_{dE}, N_{aB}, N_{dC}	Dopages en atomes donneurs (arsenic) dans l'émetteur, en accepteurs (Bore) dans la base et en donneurs dans le collecteur.
NPN	Type de transistor bipolaire dont les porteurs minoritaires dans la base sont des électrons, il existe aussi un type PNP dont les porteurs minoritaires sont des trous.

Q

Q_E, Q_B	Charges de porteurs en excès, stockées dans l'émetteur et la base du transistor bipolaire en fonctionnement normal direct.
------------	--

R

R_E, R_C, R_B	Résistances série d'émetteur et de collecteur, et résistance de base du transistor bipolaire.
RF	Radiofréquences

S

SiGe	Composé semiconducteur formé de silicium et de germanium. La base intrinsèque des transistors bipolaires est constituée de SiGe contraint avec des compositions en germanium généralement comprises entre 10% et 30%.
------	---

T

TBH	Transistor bipolaire à hétérojonctions.
$\tau_F, \tau_E, \tau_B, \tau_{BC}$	Temps de transit du transistor bipolaire (temps de transit total, d'émetteur, de base, de la ZCE base-collecteur respectivement).

V

V_{EB}, V_{CB}, V_{CE}	Tensions externes du transistor bipolaire.
--------------------------	--

W

W_B, W_E	Epaisseur des zones neutres de base et d'émetteur dans un transistor bipolaire.
------------	---

Z

ZCE	Zone de Charge d'Espace d'une jonction.
-----	---

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier DIEU le tout puissant et miséricordieux, qui m'a donné la force et la patience d'accomplir ce Modeste travail.

Je tiens à exprimer mes remerciements les plus sincères à mon encadreur M^r Benfedila Professeur à l'université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou de bien vouloir m'encadrer.

Que Mr LAKHLEF pour m'avoir aidé et à me prodiguer ses précieux conseils et encouragements.

Je voudrais aussi remercier les membres du jury qui ont accepté et m'ont fait l'honneur de bien vouloir juger ce travail. Je les remercie pour la lecture attentive de ce manuscrit et l'intérêt qu'ils y ont porté.

Mes remerciements vont à mes collègues pour leurs encouragements et leur sympathie.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin au bon déroulement de ce travail.

Dédicace

*Je dédie ce modeste travail à ceux qui m'ont donné la
vie, Le symbole de tendresse, qui a sacrifié pour bonheur
Et ma réussite, à mes chers parents.*

Que dieu les garde et les protèges.

*A la mémoire du Défient mon grand père que dieu
l'accueille dans son vaste paradis.*

*A ma grande mère, mes frères, mes sœurs, et mes chères
amis.*

A tous ceux qui me sont chères.

Je dédie ce travail.

SOMMAIRE

Remerciements	
Dédicace	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction générale.....	1
Chapitre I : Du transistor à homojonction Si au transistor à hétérojonction SiGe	
I.1 Introduction.....	4
I.2 Théorie et fonctionnement de transistor bipolaire	5
I.2.1 Historique	5
I.2.2 Principe de fonctionnement	5
I.3 Fonctionnement statique	8
I.3.1 Le transistor bipolaire idéal	8
I.3.1.a Les courants idéaux	9
I.3.1.b Les gains en courant du transistor idéal.....	9
I.3.2 Le transistor bipolaire réel	9
I.3.2.a Bilan des courants circulant dans le transistor	9
I.3.2.b L'efficacité d'injection d'émetteur	10
I.3.2.c Le gain en courant	11
I.3.3 Effets parasites du transistor bipolaire.....	12
I.3.3.a Effets du second ordre	12
I.3.3.b Effets de forte polarisation et de forte injection	14
I.4 Fonctionnement dynamique	16
I.4.1 Temps de transit	16

I.4.2	Fréquence de coupure	18
I.4.3	Paramètre S	20
I.5	Les limite du transistor bipolaire tout silicium	22
I.6	Synthèse	24
I.7	Intérêt et développement du matériau SiGe	24
	Conclusion.....	25

Chapitre II : le transistor à hétérojonction SiGe HBT

II.1	Introduction	26
II.2	Les Transistors HBT	27
II.3	Propriétés physiques du Silicium et du Germanium	31
II.4	Alliage Silicium-Germanium.....	31
II.4.1	Propriétés du SiGe	31
II.4.2	Limites de l'alliage SiGe33	
II.4.3	Définition de l'épaisseur critique	34
II.4.4	Influence des contraintes mécaniques sur le diagramme de bandes	34
II.4.5	Alignement des bandes d'énergie.....	35
II.5	Etat de l'art des TBH SiGe.....	36
II.6	Principe de fonctionnement du TBH.....	38
II.7	Les différents profils de Germanium	39
II.7.1	Profil constant.....	39
II.7.2	Profil graduel.....	40
II.7.3	Influence du Germanium sur les caractéristiques électriques du transistor	40
II.8	La technologie BiCMOS	44
II.8.1	Pourquoi la technologie BiCMOS SiGe ?	44
II.8.2	Evolution de la technologie BiCMOS.....	44

II.9 Domaines d'application	44
II.10 Caractéristiques d'un transistor à hétérojonction à base SiGe	46
II.10.1 Caractéristiques I(V)	46
II.10.2 Gain en courant	47
Conclusion.....	47

Chapitre III : La Simulation d'un HBT à base SiGe avec SILVACO

III.1 Introduction	48
III.2 Histoire de la Technologie CAD « TCAD ».....	49
III.3 SILVACO	49
III.3.1 Présentation du logiciel de simulation SILVACO	49
III.3.2 ATHENA	49
III.3.3 ATLAS	50
III.4 Différents étapes de simulation	53
III.4.1 Spécification de la Structure.....	53
III.4.2 Spécification du model et matériaux.....	56
III.4.3 Spécification Méthodes numériques de calcul	57
III.4.4 Spécification des Solutions	58
III.4.5 Analyse des résultats	58
III.5 Effet de la fréquence sur	60
III.5.1 Sur le gain en courant	60
III.5.2 Sur le gain en puissance	61
III.5.3 Sur la fraction de germanium dans la base	64
Conclusion.....	65
Conclusion générale	67

ANNEXE

Références Bibliographiques

Liste des figures

I.1	premier transistor à pointes	5
I.2	représentation schématique de transistor bipolaire	5
I.3	Représentation simplifiée 1D du transistor bipolaire n-p-n	6
I.4	Diagramme de bandes d'un transistor bipolaire	7
I.5	profile de dopage générique d'un transistor bipolaire	8
I-6	Représentation des courants d'électrons (rouge) et de trous (bleu) dans le transistor bipolaire.....	10
I.7	explication de l'effet tunnel à faible polarisation.....	13
I.8	Evolution de la ZCE base-collecteur et de la densité électronique avec V_{CB}	14
I.9	Caractéristiques de sortie d'un bipolaire présentant un effet Early	14
I.10	Schéma équivalent petits signaux permettant le calcul de i_C	18
I.11	Schéma équivalent dynamique en petits signaux permettant le calcul de I_b	18
I.12	Définition des paramètres S pour un quadripôle.....	20
II.1	Variation de la bande interdite du Si et Ge en fonction de la température	27
II-2	Exemple de maille dans un cristal de SiGe	30
II.3	Représentation schématique de la croissance d'un alliage SiGe sur un substrat silicium.....	31
II. 4	Epitaxie d'un film en désaccord de maille avec le substrat cubique	32
II.5	Classification des configurations d'alignement des bandes dans les hétérostructures	33
II.6	Schéma de l'alignement de bandes entre le Si et le SiGe contraint sur Si.....	34
II.7	Diagramme de bandes d'énergie du TBH Si/SiGe à taux de germanium Constant.....	36
II.8	Les différents profils de germanium à travers les films SiGe	37
II.9	Diagramme de bandes d'énergie du TBH Si/SiGe. La ligne en pointillés représente la bande de.....	39

III.1	Différents niveaux d'abstraction	47
III.2	Schéma synoptique des modules utilisés dans la simulation par TCAD-SILVACO	50
III.3	Schéma synoptique des modules utilisés dans la simulation par ATLAS-SILVACO	51
III.4	l'environnement de Deckbuild	52
III.5	l'environnement Tonyplot	52
III.6	l'environnement de maillage	54
III.7	Exemple de simulation par ATLAS : Définition des électrodes	55
III.8	Définition de dopage	56
III.9	Exemple de simulation par ATLAS : Définition des Matériaux	57
III.10	Evolution du gain dynamique en fonction de la fréquence	61
III.11	Evolution de gain dynamique en fonction de la fréquence	62
III.12	Fréquence de coupure en fonction du pourcentage de Ge	65
III.13	Fréquence d'oscillation maximale en fonction du pourcentage de Ge	65

Liste des Tableaux

I.1	Réglage technologiques des différents paramètres	22
II.1	Paramètres de la variation de la bande interdite en fonction de la température	26
II.2	Propriétés électriques des principaux semi-conducteurs	27
II.3	Propriétés physiques du Si et Ge	31
II.4	Paramètre des atomes des cristaux de Silicium et de Germanium	32
II.5	Performances de diverses technologies bipolaires SiGe représentatives de l'état de l'art.....	35
III.1	Le logiciel Silvaco en cours d'exécution	53

Introduction générale

De nos jours, l'industrie micro-électronique est dominée (plus de 95%) par les dispositifs sur silicium. La pureté du matériau, la finesse et le contrôle des procédés permettent au silicium de repousser toujours plus les limites technologiques qu'on lui prédit, et de poursuivre ainsi, depuis des décennies, la croissance des performances électriques et physiques des composants [1].

Le silicium est aujourd'hui incontournable dans le développement de l'industrie semi-conducteur, une part importante de la recherche est consacrée à la mise au point de matériaux permettant de compenser ses points faibles.

Ces matériaux sont sélectionnés pour leurs propriétés physiques mais surtout pour leur compatibilité avec le silicium. De façon pratique, tant qu'un matériau n'est pas compatible avec le silicium, ses coûts de production sont élevés et réduisent son application aux niches technologiques où ses propriétés physiques rendent son utilisation indispensable.

Ces 30 dernières années, les transistors bipolaires à base de silicium ont connu un accroissement considérable de leurs performances. Un premier saut de performance s'est produit lors de l'introduction du germanium dans la base du transistor au début des années 80 (transistors à hétérojonctions Si/SiGe) [19].

La technologie Silicium-Germanium (SiGe), répond à ce besoin conjoint de l'économie et des performances. Des transistors bipolaires à hétérojonction ou des transistors à effet de champ, aux dispositifs quantiques, un nombre important de fonctions sont alors permises. Seules certaines réussissent le pari de l'intégration à moindre coût, mais les fonctions fondamentales tendent déjà à bouleverser les habitudes du concepteur de circuits radiofréquences qui voit une technologie nouvelle se présenter à lui, face aux technologies III-V pour un moindre coût. De plus, de nombreuses études restent également à mener pour évaluer l'ensemble des possibilités offertes par l'alliage SiGe. 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 [9].

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 termes de défauts. Ainsi, malgré les caractéristiques très prometteuses, surtout en termes d'applications hyperfréquences que possède le transistor bipolaire à hétérojonction, la

présence des défauts introduits lors du processus technologique risque de devenir un véritable frein face aux performances atteintes [10].

En outre, la forte croissance de la demande en composants et circuit-radio fréquences, observée ces dernières années dans le domaine des télécommunications, motive plus que jamais le développement des nouvelles filières technologiques.

Les secteurs de la téléphonie mobile et du multimédia qui connaissent l'essor le plus remarquable, visent un marché « grand public », ce qui impose une production à faible coût et une haute intégration : c'est l'un des enjeux de la filière BiCMOS qui associe les fortes potentialités aux radiofréquences des transistors bipolaires à hétérojonctions en technologie Silicium Germanium Carbone (SiGe- SiGeC) avec la technologie CMOS.

Historiquement, les technologies BiCMOS employaient des transistors bipolaires tout silicium. Il y a une dizaine d'années, l'introduction du Germanium dans la base du composant a permis l'ingénierie de la structure de bandes[7]. Les performances des transistors bipolaires se sont donc rapidement améliorées grâce aux progrès réalisés sur les matériaux. Le SiGe offre à l'heure actuelle une maturité de procédé, un niveau d'intégration et des rendements proches de ce qui est couramment obtenu pour le silicium. Les technologies utilisant du SiGe commencent à remplacer les matériaux III-V pour la partie réception des systèmes de communication dans le domaine RF-basse fréquence ; la partie émission utilisant des amplificateurs de puissance restant encore l'apanage des composants III-V, ainsi que le domaine des très hautes fréquences.

En ce qui concerne les parties RF (parties dédiées à l'émission et à la réception des signaux), il n'y a pas de technologie dominante car les contraintes varient énormément suivant les systèmes et les circuits. Ceci dit, généralement les technologies intégrées hyperfréquences Silicium bipolaire s'appliquent préférentiellement aux mélangeurs, aux oscillateurs et à la partie fréquence intermédiaire (FI). Plus précisément, l'apparition du Transistor Bipolaire à Hétérojonction (TBH) sur silicium, à base SiGe, compatible avec une technologie BiCMOS, laisse entrevoir des potentialités prometteuses qui mèneront à une intégration plus poussée. Compte tenu des performances en bruit basse fréquence, les transistors bipolaires sont les meilleurs candidats pour la réalisation de fonctions à faible bruit de phase tels que les oscillateurs.

Notre manuscrit est composé de 3 parties (chapitres) principaux en plus d'une introduction générales et d'une conclusion générale.

INTRODUCTION GENERALE

Le premier chapitre, nous commençons par décrire le principe de fonctionnement du transistor bipolaire tout silicium et les limites de la technologie à homojonction. et enfin nous présentons l'intérêt et développement du matériau SiGe.

Le deuxième chapitre a pour but d'introduire le transistor bipolaire à hétérojonction à base Si/SiGe. Dans un premier temps, nous rappelons les propriétés du matériau SiGe et les propriétés de l'alliage SiGe, ensuite nous passons au principe de fonctionnement et définir les différents profils de dopage de la base et leurs influences. les domaines d'applications seront présentés par la suite, nous concluons par la présentation de la technologie BiCMOS.

Dans le troisième chapitre nous allons présenter le simulateur TCAD-SILVACO, ses performances, son principe de fonctionnement, ainsi ces outils de simulation (ATHENA et ATLAS) avec la plateforme de programmation (DECKBUILD) et l'outil de visualisation (TONYPLOT). Est-en à terminer par simulation d'un HBT à base de SiGe à l'aide de logiciel SILVACO.

1.1 Introduction

Ce chapitre a pour objet la présentation d'une des deux grandes familles de transistors : le transistor bipolaire. Le transistor bipolaire a été inventé en 1948 par Bardeen et Brattain, et sa théorie a été élaborée en 1949 par Shockley. Depuis 1951, date du premier transistor à jonction, les développements poussés, tant sur les matériaux que sur les dimensions du dispositif, ont permis d'atteindre des performances records, largement utilisées dans le domaine des télécommunications ou dans des applications nécessitant de fortes puissances[1]. Le transistor bipolaire (BT) a énormément évolué et présente aujourd'hui de très bonnes performances : une transconductance élevée, la possibilité d'avoir de fortes densités de courants et un bruit en $1/f$ minimisé grâce à une structure verticale réduisant les effets d'interface.

Cependant, les limitations fréquentielles du BJT ont entraîné le développement de transistors à hétérojonction (TBH) autorisé par de nombreux progrès technologiques. Suggérée par Kroemer, l'introduction des hétérojonctions a permis une avancée considérable en termes de fréquence de transition (f_T) et de fréquence maximale d'oscillation (f_{MAX}).

Les TBH utilisés pour les applications hyperfréquences sont réalisés soit sur substrat d'Arséniure de Gallium, soit sur substrat de Phosphure d'Indium et plus récemment sur substrat Silicium. Cette dernière technologie pour laquelle l'hétérojonction émetteur-base du composant est de type Si/SiGe permet aujourd'hui de réaliser des transistors bipolaires ayant des fréquences f_T et f_{MAX} largement supérieures à 100 GHz [6]. L'utilisation de ce type de transistor, notamment dans le domaine des radiocommunications (900 MHz – 6 GHz), est en conséquence de plus en plus privilégiée, d'autant plus que leurs performances en bruit basse fréquence et haute fréquence sont sensiblement meilleures que celles de TBH III-V (ou IV-IV) et que le coût de la technologie SiGe est la moins onéreuse du marché.

Dans ce travail, nous nous intéressons uniquement au transistor bipolaire sur substrat Silicium. Nous examinons tout d'abord son fonctionnement d'un point de vue théorique et physique. Nous abordons en suite ses performances et ses limites justifiant ainsi l'utilisation de l'hétérojonction Si/SiGe. Nous présentons l'impact de la couche SiGe sur les principaux facteurs de mérite du dispositif.

I.2 Théorie et fonctionnement de transistor bipolaire

I.2.1 Historique

Le premier transistor bipolaire, le transistor « transistor à pointes » figure I.1 a été inventé en 1947 par Brattain et Bardeen avec la découverte de l'effet d'amplification. L'année suivante, Shockley développa le principe modèle théorique du transistor bipolaire à jonction et en 1951, il déposa un brevet sur le principe de fonctionnement du transistor bipolaire à hétérojonction. Les trois physiciens reçurent le prix Nobel de physique pour leur invention en 1956.



Figure I.1: premier transistor à pointes.

I.2.2 Principe de fonctionnement

Le transistor bipolaire est un composant électronique vertical constitué de deux jonctions p-n montées tête-bêche et présentant une région commune. Il existe trois régions : Un émetteur (E), une base (B) et un collecteur (C). Elles sont dopées respectivement n, p et n ou p, n et p.

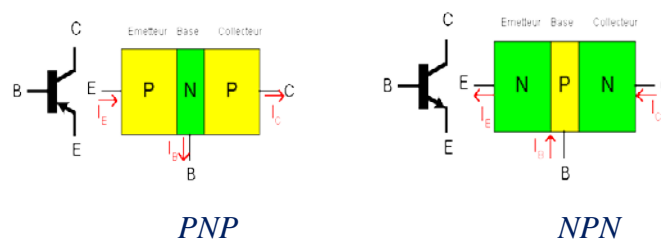


Figure I.2: représentation schématique de transistor bipolaire.

Dans le cadre de notre travail, nous nous intéressons au transistor n-p-n, il est plus adapté aux applications micro-ondes en raison d'une mobilité des porteurs minoritaires dans la base, plus élevée [6].

A l'équilibre thermodynamique (ou aucune tension de polarisation n'est appliquée), aucun courant ne circule à travers les deux jonctions. Pour modifier cet état, des tensions V_{BE} et V_{BC} doivent être appliquées au transistor.

On distingue quatre régimes de fonctionnement dépendant de la polarisation des jonctions :

- Le régime direct, appelé également le régime normal de fonctionnement : La jonction émetteur-base (EB) est polarisée en direct ($V_{BE} > 0 \text{ V}$) et la jonction base-collecteur (BC) est polarisée en inverse ($V_{BC} < 0 \text{ V}$).
- Le régime saturé, pour lequel les deux jonctions sont polarisées en direct.
- Le régime bloqué, pour lequel les deux jonctions sont polarisées en inverse.
- Le régime inverse, pour lequel les jonctions EB et BC sont polarisées respectivement en inverse et en direct.

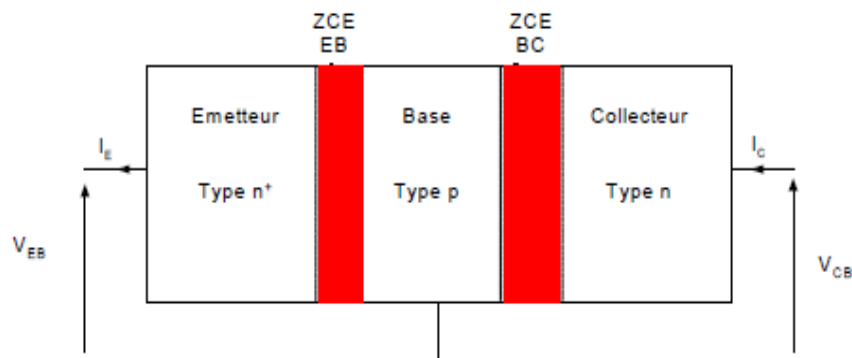


Figure I.3: Représentation simplifiée 1 D du transistor bipolaire n-p-n.

Nous nous intéressons au régime normal de fonctionnement et au régime inverse. En effet, l'étude du fonctionnement du transistor bipolaire dans ces deux régimes est nécessaire pour l'élaboration du modèle électrique qu'on utilise dans la simulation de circuits.

Néanmoins, en raison du caractère similaire du fonctionnement du composant en direct et en inverse ; nous allons décrire dans ce chapitre, uniquement le régime normal de fonctionnement (utilise pour mettre en évidence l'effet transistor).

Nous représentons ci-dessous, le diagramme de bande classique d'un transistor à l'équilibre thermodynamique et en régime de polarisation directe.

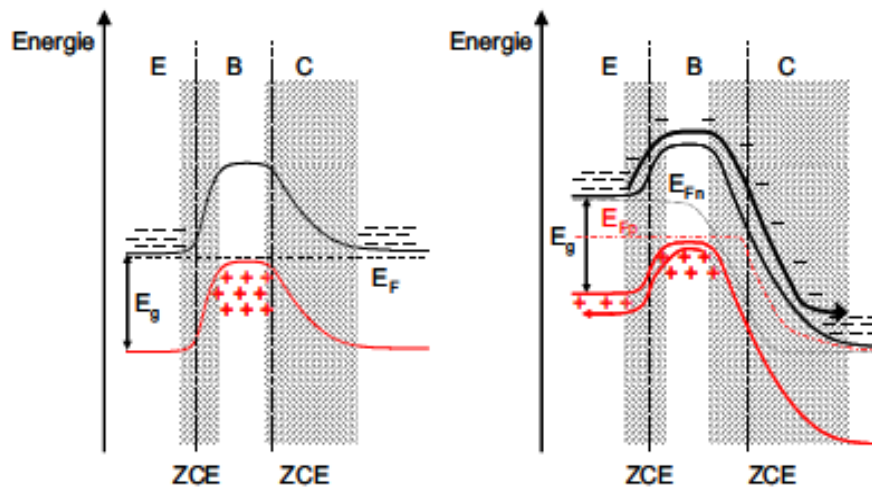


Figure I.4: Diagramme de bandes d'un transistor bipolaire à l'équilibre "a" (diagramme de gauche) et en régime direct "b" (diagramme de droite).

En fonctionnement normal (à l'équilibre), la jonction base-collecteur est polarisée en inverse, ce qui signifie que le potentiel du collecteur est bien supérieur à celui de la base. Les électrons, qui ont pour la plupart diffusé jusqu'à la zone de champ de cette jonction, sont recueillis par le contact collecteur.

Idéalement tout le courant issu de l'émetteur se retrouve dans le collecteur. Ce courant est une fonction exponentielle de la tension base-émetteur. Une très petite variation de la tension induit une grande variation du courant (la transconductance du transistor bipolaire est très supérieure à celle des transistors à effet de champ).

Le courant des trous circulant de la base vers l'émetteur ajouté au courant de recombinaison des électrons neutralisés par un trou dans la base correspond au courant de base I_B , grossièrement proportionnel au courant de collecteur I_C . Cette proportionnalité donne l'illusion que le courant de base contrôle le courant de collecteur. Lorsque la tension collecteur-base est suffisamment positive, la quasi-totalité des électrons est collectée, et le courant de collecteur ne dépend pas de cette tension, c'est la zone linéaire. Dans le cas contraire (régime direct), les électrons stationnent dans la base, se recombinent, et le gain chute, c'est la zone de saturation [5].

Le profil de bandes d'un transistor NPN au repos est présenté sur la figure I.4-a. Lorsque la jonction émetteur/base est polarisée en direct, les barrières s'abaissent pour les trous et les électrons, autorisant ainsi le passage du courant. Les électrons diffusent de la base

vers le collecteur, et sont happés par la zone de charge d'espace (ZCE) base/collecteur. La polarisation inverse de cette jonction base/collecteur sert à créer un très fort champ électrique qui accélère les électrons (figure I.4-b).

Le transistor bipolaire est un composant dit actif qui se comporte comme une source de courant commandée en tension. La jonction émetteur/base contrôle le courant principal du transistor.

Dans le cas d'un transistor à homojonction, il faut que la jonction E/B soit fortement dissymétrique (dopage d'émetteur très supérieur au dopage de base) pour que la majorité des porteurs injectés soient des électrons, permettant ainsi d'obtenir une efficacité d'injection maximale. La quantité de trous injectés dans l'émetteur sera très faible en regard des électrons injectés dans la base.

Ces électrons injectés dans la base atteignent la jonction base/collecteur par un mécanisme de diffusion. Le courant collecteur dépend donc du gradient d'électrons dans la base. Dans un transistor idéal le courant ne doit pas varier lorsque la polarisation de la jonction base/collecteur varie. Afin de garantir cet effet, il ne faut pas que le gradient d'électrons dépende de la tension B/C. Ceci est possible en assurant un dopage de base très supérieur à celui du collecteur. On en déduit le profil de dopage générique d'un transistor représenté sur la figure I.5 suivante :

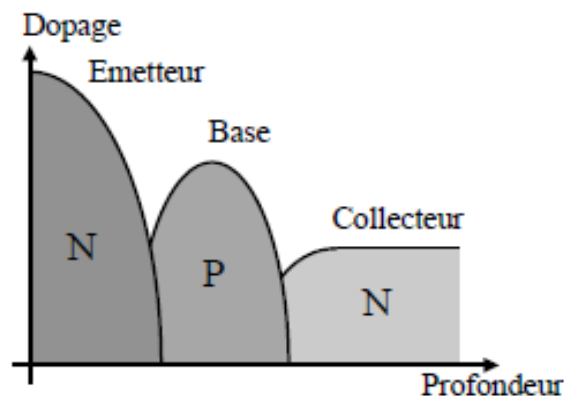


Figure I.5 : profil de dopage générique d'un transistor bipolaire.

I.3 Fonctionnement statique

I.3.1 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 [2].

I.3.1.a Les courants idéaux

Le courant de transfert I_{CT} du transistor est le courant d'électrons traversant le transistor. Il s'exprime sous la forme :

$$I_{CT} = I_{nE} - I_{nC} \quad I.1$$

En régime direct, la composante I_{nE} correspond au courant d'électrons en excès injectés par l'émetteur et I_{nC} correspond au courant inverse d'électrons de la jonction BC. Mais dans ce régime, cette composante est négligeable.

En toute rigueur, pour exprimer le courant collecteur I_C , il faut considérer le courant de trous à la jonction BC I_{pC} . Ce courant inverse est généralement négligeable.

L'expression du courant collecteur devient alors :

$$I_C \approx I_{CT}$$

Le courant de base du transistor idéal s'exprime comme la somme des deux courants de diffusion de trous : I_{pE} pour la jonction EB et I_{pC} pour la jonction BC.

I.3.1.b Les gains en courant du transistor idéal

Le montage du transistor bipolaire le plus souvent utilisé est le montage émetteur commun (émetteur à un potentiel fixe). Par définition, le gain en courant en direct β_F est le rapport entre le courant de sortie I_C et le courant d'entrée I_B du transistor idéal :

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} \quad I.2$$

I.3.2 Le transistor bipolaire réel

En réalité, plusieurs phénomènes physiques font que le transistor ne constitue pas une source de courant contrôlée idéale. Il peut exister des défauts qui, associés à des phénomènes de génération-recombinaison, font apparaître des composantes de courant supplémentaires. Certains phénomènes physiques liés à la modulation de la largeur de la base neutre (Effet Early) modifient également l'idéalité du composant. L'architecture elle-même du transistor, par l'introduction de résistances séries, éloigne les courants du comportement idéal.

Dans le cas du transistor bipolaire réel, le gain en courant statique direct est noté β .

I.3.2.a Bilan des courants circulant dans le transistor

Le fonctionnement idéal décrit dans le paragraphe précédent permet de placer les deux courants principaux I_{nC} et I_{pE} au sein du transistor bipolaire [2]. A ces deux courants s'ajoutent deux autres courants issus de la recombinaison des porteurs dans la zone de charge d'espace de la jonction émetteur-base I_{RG} et dans la base neutre I_{RB} . I_{nE} le courant d'électrons qui entre dans la base en provenance de l'émetteur.

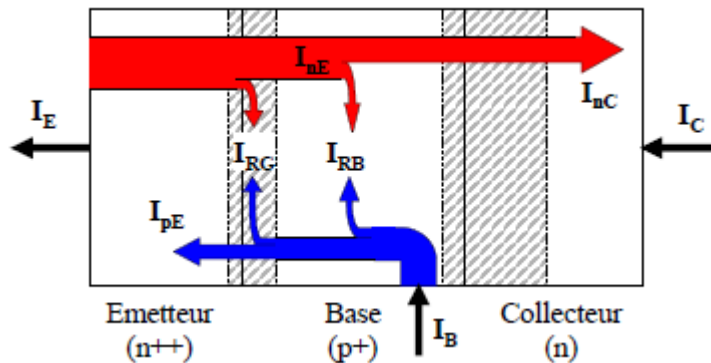


Figure I-6: Représentation des courants d'électrons (rouge) et de trous (bleu) dans le transistor bipolaire.

Nous allons présenter les différentes composantes des courants du transistor :

a- Le courant d'émetteur I_E est constitué de

- le courant d'émetteur comprend le courant d'électrons collectés dans la base (composante principale), le courant de trous en provenance de la base et les composantes de recombinaison dans la jonction émetteur base et dans la base neutre.
- Un courant de trous I_{pE} injecte de la base dans l'émetteur (composante du transistor idéal : courant de diffusion)
- Eventuellement, un courant de fuite a la jonction EB dont les origines physiques peuvent être variables. Il peut s'agir soit de génération-recombinaison dans la ZCE EB, soit d'un effet tunnel assiste par défauts entre les bandes de conduction et de valence (nous y reviendrons ultérieurement).

Le courant d'émetteur s'écrit :

$$I_E = I_{nE} + I_{pE} + I_{RG} = I_{nC} + I_{pE} + I_{RB} + I_{RG} \quad I.3$$

b- Le courant de collecteur I_C est constitué de

- le courant de collecteur est uniquement composé des électrons évacués de la base.

Le courant collecteur s'écrit :

$$I_C = I_{nC} \quad \text{I.4}$$

c- Le courant de base I_B est constitué de

• le courant de base est un courant de trous, il est constitué de I_{pE} et des trous des composantes de recombinaison.

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

Finalement, le courant de base s'écrit :

$$I_B = I_{pE} + I_{RG} + I_{RB} \quad \text{I.5}$$

Plusieurs figures de mérite caractérisent la partie utile du fonctionnement du transistor bipolaire.

I.3.2.b L'efficacité d'injection d'émetteur

Ce paramètre est fondamental dans l'étude du fonctionnement d'un transistor bipolaire car il rend compte de l'injection des porteurs de l'émetteur dans la base. On définit l'efficacité d'injection de la jonction EB comme étant le rapport entre le courant d'électrons injectés par l'émetteur dans la base et le courant total d'émetteur :

$$\gamma = \frac{I_{nE}}{I_{nE} + I_{pE} + I_{RG}} \quad \text{I.6}$$

Pour avoir une bonne efficacité d'injection (γ très proche de 1), il faut donc dans le cas du BJT sur doper l'émetteur par rapport à la base et minimiser l'épaisseur de cette dernière. Nous verrons qu'une hétérojonction de type Si/SiGe est particulièrement adaptée pour l'obtention d'une forte efficacité d'injection.

I.3.2.c Le gain en courant

Le gain statique en courant est défini comme le rapport du courant de collecteur et du courant de base :

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad \text{I.7}$$

Il est théoriquement constant lorsque le transistor fonctionne en régime normal direct.

Le facteur de transport dans la base :

$$\alpha_T = \frac{I_{nC}}{I_{nE}} \quad \text{I.8}$$

Le gain en courant en base commune définit le rapport des courants externes I_C et I_E en s'appuyant sur les rapports précédents (I-3) et (I-4) :

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{I_{nC}}{I_{nE} + I_{pE} + I_{RG}} = \gamma \alpha_T \quad \text{I.9}$$

Nous pouvons exprimer une relation entre le gain en courant en émetteur commun β et le gain en courant en base commune α en exprimant la valeur du courant de base I_B dans le transistor

$$I_B = I_E - I_C \text{ et } \frac{1}{\beta} = \frac{I_B}{I_C} = \frac{I_E}{I_C} - 1 = \frac{1}{\alpha} - 1 \quad \text{I.10}$$

Finalement :

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad \text{I.11}$$

Le gain β est d'autant plus grand que α est proche de 1, β dépend donc bien des paramètres géométriques et physiques du transistor.

Nous venons de décrire le fonctionnement du transistor bipolaire sur la base des courants d'électrons et de trous qui y circulent.

I.3.3 Effets parasites du transistor bipolaire

L'effet fondamental du transistor est malheureusement altéré par plusieurs effets parasites tels que l'effet du second ordre (courant non-idéaux à faible polarisation) et l'effet à forte polarisation et de forte injection, ainsi que les effets parasites que nous allons décrire dans ce paragraphe.

I.3.3.a Effets du second ordre

Dans la partie précédente, nous avons exprimé les courants de base, émetteur et de collecteur en fonction deux courants de la recombinaison des porteurs dans la zone de charge d'espace de la jonction émetteur-base I_{RG} et dans la base neutre I_{RB} lorsque le courant de base est faible, les courants de fuites dus à la recombinaison des porteurs dans ZCE et les

effets tunnel bande à bande ne peuvent pas être négligeables, et le correspondant s'ajoute à la composante de diffusion [5].

I.3.3.a.1 Courant non-idéaux à faible polarisation

Ces courants sont parfois visibles à faible polarisation, puis sont masqués, ou bien disparaissent, lorsque la tension V_{BE} augmente.

Courants 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 des défauts qui peuvent être présents dans la ZCE en volume comme en surface. Dans le cas où la jonction E/B comporte des défauts, le courant de recombinaison I_{RG} peut ne plus être négligeable. Le courant de recombinaison peut avoir une origine surfacique (les défauts sont répartis sur toute la surface du composant) ou bien péri métrique (défauts placés sur la périphérie de la jonction E/B). Une analyse de ce courant en fonction de la taille du dispositif permet de remonter à la localisation du phénomène

En revanche, si le défaut qui a capturé un électron (ou un trou) a une plus grande probabilité de réémettre cet électron (ou ce trou) vers la bande de conduction (ou vers la bande de valence), on parle de piège à électron (ou à trou).

Courant tunnel bande à bande

Le phénomène à l'origine de la résistance différentielle négative visible sur le courant de base est un courant tunnel bande-à-bande ce courant apparaît lorsque la jonction E/B est très abrupte : Forts dopages, fort taux de Ge et épaisseur de jonction faible. Dans le cas de forts dopages, les électrons passent à travers la jonction directement, c'est-à-dire sans passer par la hauteur de barrière. Les zones de base et d'émetteur sont partiellement dégénérées, ce qui autorise le passage d'électrons directement de bande-à-bande par effet tunnel, comme expliqué sur la figure I.7.

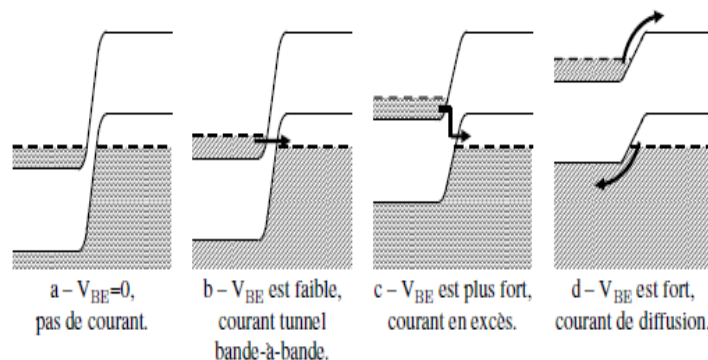


Figure I.7 : explication de l'effet tunnel à faible polarisation.

I.3.3.b Effets de forte polarisation et de forte injection

a- Effet Early

L'effet Early a pour cause l'amincissement de la base neutre lorsque la zone de charge d'espace de la jonction base-collecteur s'étend sous l'effet d'une polarisation V_{CB} en inverse, illustré dans la figure suivante :

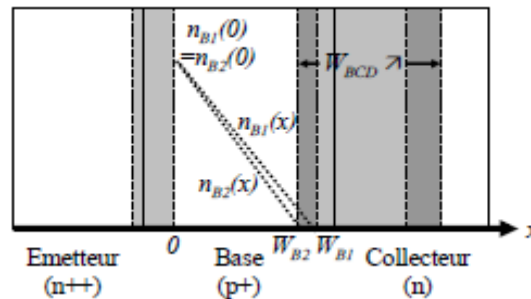


Figure I.8 : Evolution de la ZCE base-collecteur et de la densité Électronique avec V_{CB} .

L'amincissement de la base favorise l'évacuation des électrons de la base vers le collecteur, l'effet Early se caractérise ainsi par une augmentation du courant I_C [9]. Comme le montre la figure précédente, Cet effet est visible sur les caractéristiques de sortie des dispositifs dont l'épaisseur de la base est inférieure à la longueur de diffusion des électrons dans la base. Le courant collecteur, normalement constant en régime de saturation, augmente lorsque V_{CE} augmente comme le montre la Figure I-9. En l'absence de phénomènes d'échauffement et d'avalanche, l'augmentation de I_C avec V_{CE} est quasi linéaire.

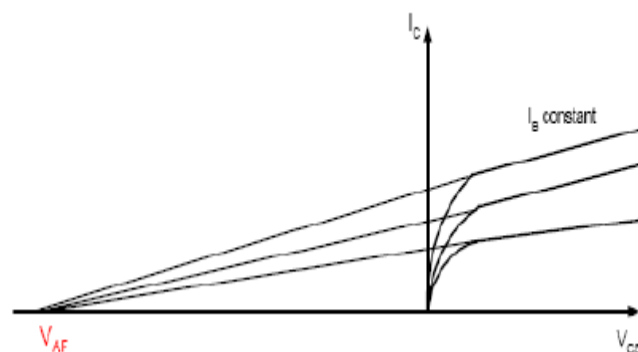


Figure I.9 : Caractéristiques de sortie d'un bipolaire présentant un effet Early.

Cette figure présente ainsi une méthode d'extraction de la tension d'Early en direct V_{AF} . Il existe le même phénomène pour le transistor fonctionnant en inverse. On parle alors de tension d'Early inverse. Compte tenu du dopage décroissant des régions émetteur, base et

collecteur, la tension d'Early en inverse est bien plus faible que celle du transistor fonctionnant en direct.

b- Effet Kirk

Lorsque la quantité d'électrons injectés dans la ZCE base-collecteur q_C atteint une valeur comparable à la concentration en atomes donneurs du collecteur N_{dC} , il se produit une compensation de la charge d'espace responsable du décalage de la ZCE côté collecteur [5].

Pour une densité de courant J_C telle que $q_C=N_{dC}$:

$$J_{Ckirk} = q N_{dC} v_{sat} \quad I.12$$

Si q_C dépasse N_{dC} , on assiste à une compensation totale des charges, La limite de la base neutre est alors repoussée vers la prise de contact de collecteur beaucoup plus dopée.

Le champ électrique dans la ZCE, BC décroît. Or, c'est ce champ qui s'oppose à la diffusion des trous hors de la base. Le profil de trous s'étend alors vers le collecteur créant une région quasi neutre, élargissant alors la base du transistor. On parle souvent de « base push-out » ou plus couramment d'effet Kirk.

c- Effet Webster

La concentration d'électrons injectés est faible devant le dopage de base. Or à de très fortes polarisations, la quantité d'électrons peut devenir supérieure à ce dopage. Dans ce cas, la concentration de porteurs majoritaires augmente pour maintenir la neutralité électrique.

Dans les TBH, l'effet Webster est négligeable à cause d'un dopage de la base relativement.

d- Effet des résistances d'accès

La structure planaire des transistors intégrés impose un éloignement des contacts métallurgiques de base et de collecteur (pris en surface) avec la base et le collecteur internes (au plus près de la zone active). Les courants de base et de collecteur doivent alors traverser des zones semi-conductrices dopées présentant une certaine résistivité.

Ces résistances d'accès dégradent les performances du transistor, puisque les tensions appliquées aux jonctions sont plus faibles que celles appliquées aux contacts du transistor.

I.4 Fonctionnement dynamique

Pour des applications analogiques et hautes fréquences, les performances dynamiques d'un transistor bipolaire sont essentielles. Celles-ci vont dépendre des temps de transit des porteurs notés τ [7], dans les différentes parties qui composent le transistor deux figures de mérites sont usuellement utilisées pour caractériser les performances dynamiques : la fréquence de transition F_T et la fréquence maximale d'oscillation F_{max} .

I.4.1 Temps de transit

Les performances fréquentielles d'un transistor bipolaire sont déterminées par le temps mis par les porteurs minoritaires pour traverser les différentes régions qui composent le transistor : c'est le temps de transit. Le temps de transit détermine la capacité du transistor à fonctionner à une fréquence élevée. Le temps de transit en direct τ_F , correspondant au fonctionnement normal direct du transistor, est le plus utilisé [6].

a-Temps de transit en direct τ_F

Il se décompose en plusieurs contributions correspondant à l'émetteur, à la base neutre et aux zones de désertion des deux jonctions :

$$\tau_F = \tau_E + \tau_{EB} + \tau_B + \tau_{BC} \quad \text{I.13}$$

Le calcul des temps de transit repose sur la quantification des charges en excès stockées dans les différentes régions du transistor. Les charges stockées dans l'émetteur et dans la base sont utilisées pour le calcul du temps de transit dans les zones neutres (τ_E et τ_B respectivement).

Compte tenu du fonctionnement en régime normal [6]. la ZCE émetteur-base est polarisée en direct et son épaisseur est minime, on négligera donc la composante du temps de transit correspondant. Le calcul de τ_{BC} est détaillé à partir d'une étude des charges fixes et mobiles dans la jonction base-collecteur.

b- Temps de transit dans la base τ_B

Le temps de transit dans la base correspond au temps mis par les électrons injectés de l'émetteur vers la base pour diffuser jusqu'à la zone de charge d'espace B/C. il est exprimé par :

$$\tau_B = \frac{W_B^2}{2D_{nB}} \quad \text{I.14}$$

On constate à travers cette formulation que le temps de transit est proportionnel au carré de l'épaisseur de la base ce qui souligne l'importance de la réduction de cette dimension sur les performances fréquentielles.

c- Temps de transit dans l'émetteur τ_E

Le temps de transit dans l'émetteur est lié à la présence d'une charge de trous en excès injectés depuis la base. Cette charge est modulée par transit des porteurs. Dans les transistors actuels qui utilisent un émetteur fin et très dopé, τ_E est très faible.

Le temps de transit dans l'émetteur est généralement très inférieur au temps de transit dans la base.

d- Temps de transit dans la jonction base /collecteur τ_{BC}

Le temps de transit associé à la jonction base/collecteur correspond au temps requis par les électrons soumis au champ électrique pour traverser la zone de déplétion.

La jonction base/collecteur étant polarisée en inverse, le champ électrique est important et on considère que les électrons atteignent rapidement leur vitesse de saturation V_{sat} .

Le temps de transit s'exprime comme suit :

$$\tau_{BC} = \frac{W_{BC}}{2v_{sat}}$$

I.15

Le temps de transit dans la jonction base/collecteur dépend linéairement de l'étendue de la zone de charge d'espace et donc du dopage collecteur (lorsque celui-ci augmente, l'étendue de la zone de charge d'espace décroît).

Ces différents temps de transit perturbent le fonctionnement du transistor lorsqu'il est soumis à une sollicitation à hautes fréquences. Pour caractériser le comportement du transistor en régime dynamique, on extrait deux fréquences, la fréquence de transistor F_T et la fréquence maximale d'oscillation F_{max} .

I.4.2 Fréquence de coupure

I.4.2.a fréquence de transition f_T

La fréquence de transition f_T est la fréquence de coupure du gain en courant. C'est donc la fréquence pour laquelle le gain en courant est égal à l'unité [5].

Le gain en courant β s'exprime dans une approximation dynamique petit signaux par l'expression :

$$\beta = \frac{i_C}{i_B}$$

Pour mieux comprendre les expressions des courants en régime dynamique, la Figure I-10 et la Figure I-11 présentent les schémas dynamiques équivalents permettant le calcul de i_C et i_B . Au préalable, nous posons le calcul de la transconductance g_m du dispositif :

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{\partial \left(I_{C0} \exp \frac{qV_{BE}}{kT} \right)}{\partial V_{BE}} = \frac{q}{kT} I_{C0} \exp \frac{qV_{BE}}{kT} = \frac{qI_C}{kT} \quad \text{I.16}$$

Expression du courant de collecteur i_C :

Le courant de collecteur en dynamique comporte deux composantes, la première évoluant avec V_{BE} par la transconductance du dispositif et la seconde provenant de la variation de charge aux bornes de la capacité base-collecteur sous l'effet des fluctuations de potentiel de la base [7].

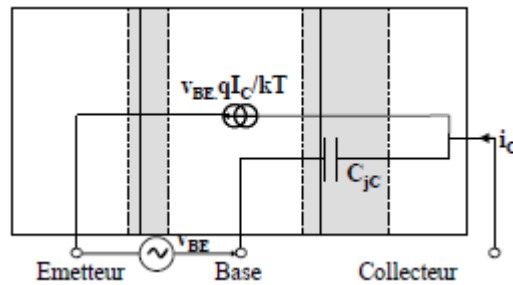


Figure I.10 : Schéma équivalent petits signaux permettant le calcul de i_C .

Les deux composantes évoluent en sens inverse si bien que :

$$i_C = v_{BE} \cdot \frac{qI_C}{kT} - C_{jC} \cdot \frac{dv_{BE}}{dt} \quad \text{II.17}$$

En général, la composante issue de C_{jC} est négligeable si la transconductance est suffisamment grande ce qui est le cas dans les transistors étudiés et on a finalement :

$$i_C \approx \frac{qI_C}{kT} \cdot v_{BE} \quad \text{I.18}$$

Expression du courant de base i_B :

Le calcul du courant de base prend en compte l'évolution de la charge stockée dans le transistor $Q_{tot} = Q_E + Q_B$, et les deux capacités de jonction C_{jE} et C_{jC} .

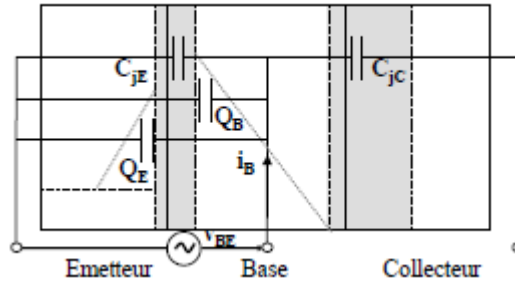


Figure I.11 : Schéma équivalent dynamique en petits signaux permettant le calcul de i_B .

Avec $Q_{tot} / i_C = \tau_F$, la charge globale dans le transistor apportée par i_C en un temps τ_F .

$$i_B = \left(\tau_F \cdot \frac{qI_C}{kT} + C_{jC} + C_{jE} \right) \frac{dv_{BE}}{dt} \quad \text{I.19}$$

Grâce à l'expression de la charge incluant la transconductance, les trois composantes peuvent être groupées, avec pour multiplicateur commun la dérivée de v_{BE} par rapport au temps.

Expression du gain et formulation de f_T

Si on considère une variation sinusoïdale de V_{BE} avec une amplitude V_{BE} . Le gain en courant en régime dynamique avec ϕ est un déphasage qui disparaît lorsqu'on considère la valeur absolue.

Finalement :

$$|\beta| = \frac{\frac{qI_C}{kT} |v_{BE}|}{\left(\tau_F \cdot \frac{qI_C}{kT} + C_{jC} + C_{jE} \right) \omega |v_{BE}|} \quad \text{I.20}$$

En simplifiant et en remplaçant β par l'unité pour l'extraction de f_T , on obtient grâce à

$\omega = 2\pi f_T$:

$$f_T = \frac{1}{2\pi \left(\tau_F + \frac{kT}{qI_C} (C_{jC} + C_{jE}) \right)} \quad \text{I.21}$$

Pour que cette expression soit complète, il faut rajouter des termes de retard liés aux résistances du collecteur et de l'émetteur qui avaient été négligées pour simplifier le calcul.

L'expression de la fréquence de transition s'exprime finalement :

$$f_T = \frac{1}{2\pi \left(\tau_F + R_C C_{jC} + \frac{kT}{qI_C} (C_{jC} + C_{jE}) \right)} \quad \text{I.22}$$

Cette formulation reste valable jusqu'à une valeur de courant I_C pour laquelle le fort niveau d'injection (notamment l'effet Kirk), fait fortement chuter la fréquence de transition.

I.4.2.b Fréquence maximum d'oscillation f_{MAX}

Pour comparer les performances dynamiques des transistors et en particulier l'efficacité de l'architecture, une approche similaire à celle utilisée pour f_T permet d'établir l'expression de f_{max} [8], la formule suivante établie dans [Roulston90] :

$$f_{MAX} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi R_B C_{JC}}} \quad I.23$$

Avec R_B est la résistance de la base.

La fréquence f_{max} introduit une dépendance à la résistance de base R_B et fait intervenir la capacité de jonction base/collecteur. Ainsi, alors que f_T tend à caractériser la partie intrinsèque du transistor, f_{max} donne une bonne prédiction des performances du transistor dans un circuit, ou les contributions des résistances et capacités jouent un rôle important.

I.4.3 Paramètre S

La plupart des dispositifs actifs utilisés en micro-électronique (transistor, diodes, etc.) ont un comportement non linéaire. Toutefois, afin de caractériser efficacement et simplement leur comportement en hautes fréquence, il est possible de se ramener à une étude linéaire, en considérant une variation infiniment faible des signaux électrique autour d'un point de polarisation donné [5]. Un dispositif électronique quelconque peut alors être modélisé par un multi-pole soumis à des ondes incidents et réfléchies, pour lequel les grandeurs d'entrée et de sortie (courant et tension) à chacune de ses bornes sont reliées entre elles par une relation linéaire. Les relations entre ces ondes sont modélisées par une matrice de la forme $N \times N$, que l'on appelle matrice des paramètres S (Scattering : dispersion).

Afin d'évaluer le fonctionnement dynamique petit signal du composant, on étudie sa réponse à un signal sinusoïdal donné, à fréquence variable. Cependant, lorsqu'on atteint des fréquences de l'ordre du GHz, les déphasages induits par les lignes de transmission ne sont plus négligeables [7].

Les longueurs d'ondes des signaux atteignent l'ordre de grandeur des dimensions caractéristiques du circuit. Il est alors inexact de parler simplement en terme de courant et de tension.

Dans la suite de cette étude, nous nous focaliserons sur les quadripôles, soumis à des ondes incidentes et réfléchies.

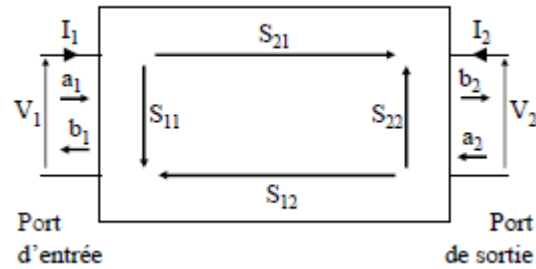


Figure I.12 : Définition des paramètres S pour un quadripôle.

Les relations entre ces ondes sont modélisées par une matrice 2×2 , Cette matrice permet d'exprimer les ondes réfléchies b_j en fonction des ondes incidentes a_i (voire figure précédente) en tenant compte des coefficients de transmission à travers le quadripôle. Les relations entre ces différentes ondes sont données par l'équation :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad \text{I.24}$$

En analysant successivement les réponses b_1 et b_2 à des excitations a_1 et a_2 , et ce à différentes fréquences, on en déduit les quatre termes de la matrice $S_{i,j}$. A partir de cette matrice de paramètres S, on peut exprimer les différentes matrices de transfert H, Y ou Z, moyennant des transformations adaptées.

Les impédances complexes, notées Z, expriment l'amplitude et le déphasage des courant et tension (reliant les tensions d'entrée et de sortie aux courant d'entrée et de sortie).

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad \text{I.24}$$

On extrait ces termes en présentant consécutivement court-circuit et circuit ouvert en entrée et en sortie du quadripôle.

De façon analogue, le quadripôle peut être représenté par une matrice d'admittances complexes Y si l'on exprime les courants i_1 et i_2 en fonction des différences de potentiel v_1 et v_2 :

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad \text{I.25}$$

Les paramètres Y peuvent être déterminés en court-circuitant l'entrée puis la sortie du quadripôle.

Une matrice équivalente reliant la tension d'entrée v_1 et le courant de sortie i_2 à i_1 et v_2 , notée matrice des paramètres hybrides H, peut également être définie :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad \text{I.26}$$

Les valeurs de H sont mesurées grâce à la présentation d'impédances nulles et infinies en entrée et sortie du quadripôle.

La mesure des paramètres Y, H et Z nécessite la réalisation de circuits ouverts ($i=0$) ou de courts-circuits ($v=0$) parfaits, ce qui est particulièrement difficile à réaliser dans le domaine des hautes fréquences. Contrairement à cela, la mesure des paramètres S est aisée à mettre en œuvre, car elle nécessite seulement l'utilisation d'impédances caractéristique (50Ω) [4].

I.5 Les limite du transistor bipolaire tout silicium

Nous venons d'étudier les différents paramètres caractérisant le fonctionnement du transistor bipolaire. Dans ce paragraphe, nous mettons en évidence les différents compromis à prendre en compte lors du choix des caractéristiques de la base et de collecteur. 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 courants ou dans le cas de circuits logiques, le gain en courant ou la tension d'Early doivent être privilégiés [5].

En revanche, la conception de circuits RF nécessite l'optimisation du triplet gain - résistance de base - fréquence de transition.

Les contraintes engendrées par l'optimisation des paramètres technologiques tels que les niveaux de dopages ou les dimensions sont clairement mises en évidences dans le tableau I.1.

	Les paramètres	Dopage d'émetteur	Dopage de base	Dopage collecteur	Largeur de la base
Statique	γ où β (Gain)	↑	↓		↓
	$B \approx 1$		↓		↓
	$M \approx 1$	↑		↓	
	Diminution d'effet Early		↑		
	Diminution Effet Kirk			↑	
	forte injection		↑		
Dynamique	Résistance de la base		↑		
	τ_{bc}			↑	↓
	f_T			↑	↓
	f_{max}		↑		

Tableau I.1 : Réglage technologiques des différents paramètres.

I.5.1 Les compromis

I.5.1.a Compromis gain- résistance de base-temps de transit dans la base

Le dopage et l'épaisseur de la base influent sur le temps de transit dans la base. Le temps de transit étant proportionnel à la largeur de la base ; toute réduction de ce paramètre sera favorable à une réduction du temps de transit total et donc à une augmentation de la fréquence de transition.

Concernant la résistance de la base, que toute réduction de W_B , à dopage de base constant, se traduit par une augmentation de R_B , ce qui a pour effet de dégrader les performances dynamiques du transistor bipolaire la solution pour améliorer τ_B et R_B conjointement est d'augmenter le dopage de la base néanmoins le problème vient alors du gain. Pour ce paramètre [11], le choix du dopage de base n'est pas libre car la condition :

$$N_{AB} \cdot W_B < N_{DE} \cdot W_E \text{ doit être vérifiée.}$$

Il y a donc un compromis à trouver entre dopage et épaisseur de base pour l'optimisation des performances du transistor bipolaire en termes de temps de transit dans la base, résistance de base et gain. C'est la limite du transistor bipolaire.

I.5.1.b Compromis tension d'Early- tension de claquage collecteur- émetteur - fréquence de transition

La fréquence de transition maximale dépend, par l'intermédiaire du temps de transit total, du courant de collecteur maximum atteint avant l'apparition des effets de forte injection. Dans ce contexte, pour améliorer f_T , il est donc souhaitable d'augmenter le dopage de collecteur. Or, ce n'est pas sans conséquence sur la tension de claquage collecteur- émetteur qui est inversement proportionnelle au dopage de collecteur et se trouve donc dégradée par une augmentation du dopage de cette région. De plus, l'augmentation du dopage de collecteur modifie la tension d'Early.

Ainsi, le choix du dopage de collecteur doit tenir compte du compromis entre tension d'Early, tension de claquage collecteur - émetteur et fréquence de transition. Cela limite les performances que l'on peut atteindre.

I.6 Synthèse

Pour l'amélioration des performances fréquentielles d'un transistor bipolaire, on rencontre deux obstacles :

- ✓ Il faut augmenter le dopage de collecteur et on se heurte aux limites imposées par le maintien d'une tension d'Early et d'une tension de claquage raisonnables.
- ✓ Il faut réduire l'épaisseur de la base et on se heurte à une augmentation de la résistance de la base si on maintient le dopage de la base ou à une réduction du gain en courant si on choisit d'augmenter ce même dopage.
- ❖ L'utilisation d'un matériau différent pour la base, à largeur de bande interdite plus petite, permet de relâcher ces contraintes. On parle alors de Transistors Bipolaires Hétérojonctions (TBH) [6].

I.7 Intérêt et développement du matériau SiGe

Les excellentes propriétés de transport des semi-conducteurs composés III-V à bande interdite directe, et les possibilités de faire varier la largeur de bande interdite quasiment à volonté ont révolutionné la micro-électronique tant pour les dispositifs à transport parallèle (transistor à effet de champ) que pour ceux à transport perpendiculaire (transistor bipolaire).

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. 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 poly silicium dopé. Celui-ci présente l'avantage d'avoir de très faibles résistances de contact avec les matériaux à base de Silicium.

La filière silicium garde le quasi-monopole industriel, de part une technologie bien maîtrisée et un coût peu élevé. Par analogie avec la filière III-V, l'amélioration des performances du transistor bipolaire silicium passe par le développement des hétérojonctions émetteur – base en technologie silicium. Cependant cette technologie a longtemps stagné, faute de partenaire semi-conducteur de même maille cristalline, et n'a été envisagée qu'avec les progrès de croissance de couches contraintes épi-taxiques.

Conclusion

Nous avons rappelé dans ce premier chapitre le principe de fonctionnement du transistor bipolaire ainsi que la théorie associée aux comportements statique et dynamique. 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.

II.1 Introduction

C'est Shockley qui publia dans les années cinquante, les premiers travaux sur les transistors bipolaires. Aujourd'hui, après avoir atteint le degré de maturité technologique nécessaire, les transistors bipolaires à hétérojonction TBH (HBT en anglais pour dire hétérojonction bipolar transistor) sont employés comme éléments actifs pour certains circuits monolithiques. Ils viennent même concurrencer les composants dédiés à l'hyperfréquence tels que le HEMT (High Electron Mobility Transistor) dans certaines applications. Les applications actuellement visées pour les HBT sont essentiellement les fonctions mixtes analogiques/numériques et les oscillateurs commandés en tension, à faible bruit [1]. De plus, leur faible tension d'alimentation potentielle (double HBT) et les récents records de montées en fréquence ($f_{\max} \approx 1\text{THz}$) en font des composants plus qu'intéressants pour les applications de télécommunication. Leur fort rendement en puissance ajoutée et leur faible bruit en $1/f$, les rendent très attractifs. De plus, leur structure verticale et compacte fait d'eux des composants tout à fait adaptés pour des systèmes exigeant des degrés d'intégration élevés [2].

La longueur de grille des transistors à effet de champ présente un obstacle majeur pour des applications dans le domaine des hyperfréquences, car cette longueur est limitée par la résolution des techniques de photolithographie, ne permettant pas d'obtenir une distance drain-source en deca de $0,5\ \mu\text{m}$.

Pour le transistor H.B.T, les techniques d'épithaxie actuelles permettent de réaliser une longueur de base en deca de $0,1\ \mu\text{m}$, ce qui permet d'améliorer énormément les performances en hyperfréquences.

Le transistor bipolaire à hétéro structure permet d'atteindre les performances suivantes :

- Un grand coefficient α du fait que les trous (porteurs minoritaires de l'émetteur), qui passent de la base vers l'émetteur, sont bloqués par la hauteur de barrière dans la bande de valence.
- Une faible résistance de la base, du fait que celle-ci peut être fortement dopée.
- Un courant de fuite de l'émetteur très faible, à cause de la faible tension aux bornes de la jonction émetteur-base.

La structure du transistor HBT présente aussi deux particularités par rapport au FET :

- Elle est verticale comme celle du transistor bipolaire, et non horizontale comme dans un transistor à effet de champ. De ce fait, le transistor HBT est beaucoup moins sensible aux effets des pièges, en volume. En plus, le transport des charges s'effectue en volume, perpendiculairement aux couches épithaxiales.
- Elle comporte une hétérojonction.

Au cours de ces dernières années, la technologie mise en œuvre pour la fabrication des HBT a beaucoup évoluée. Les progrès de la technologie ont permis d'améliorer sans cesse les réalisations de ces composants.

Les TBH utilisés pour les applications hyperfréquences sont réalisés soit sur substrat d'Arséniure de Gallium (GaAs), soit sur substrat de Phosphure d'Indium (InP) et plus récemment sur substrat Silicium. Cette dernière technologie pour laquelle l'hétérojonction émetteur-base du composant est de type Si/SiGe permet aujourd'hui de réaliser des transistors bipolaires ayant des fréquences f_T et f_{MAX} largement supérieures à 100 GHz. L'utilisation de ce type de transistor, notamment dans le domaine des radiocommunications (900 MHz – 6GHz), est en conséquence de plus en plus privilégiée, d'autant plus que leurs performances en bruit basse fréquence et haute fréquence sont sensiblement meilleures que celles de TBH III-V (ou IV-IV) et que le coût de la technologie SiGe est la moins onéreuse du marché.

II.2 Les Transistors HBT

Le concept du transistor bipolaire à hétérojonction (HBT : Heterojunction Bipolar Transistor) basé sur le principe de fonctionnement des transistors à jonctions classiques (BJT) L'amélioration de ses performances par rapport au BJT provient de l'utilisation d'une hétérojonction base-émetteur.

L'hétérojonction a pour particularité de présenter aux trous une barrière de potentiel plus élevée qu'aux électrons. Ceci se traduit par une meilleure efficacité d'injection de l'émetteur, autorisant un sur dopage de la base, ce qui contribue à la diminution de la résistance parasite de la base et à la possibilité de travailler à des fréquences élevées. Du fait de sa structure verticale qui lui procure une isolation des jonctions de la surface et des interfaces avec le substrat, le HBT est peu sensible aux effets de pièges [Fazal].

Pour augmenter le gain en courant d'un HBT, il faut augmenter le dopage de l'émetteur et diminuer celui de la base. Dans ce cas, pour garder une résistance parasite de base relativement faible, il est alors nécessaire d'augmenter la largeur de la base.

Mais ceci augmente le temps de transit des électrons dans la base et réduit ainsi les potentialités de fonctionnement en hautes fréquences.

La solution réside donc également dans l'obtention de larges excursions en tension.

L'intérêt d'utiliser un matériau grand gap est de ce fait avéré. Il permet de réduire le ratio dopage de l'émetteur/dopage de la base tout en maintenant un niveau de puissance important.

II.3 Propriétés physiques du Silicium et du Germanium

Hauteur de la bande interdite

La taille E_g de la bande interdite donne des caractéristiques électriques importantes à chaque semi-conducteur (Tableau II.1).

Semi- conducteur	$E_g(0)$ (eV)	a (eV/K)	b (K)
Si	1.170	$4.73 \cdot 10^{-4}$	636
Ge	0.7437	$5.405 \cdot 10^{-3}$	235

Tableau II.1 : Paramètres de la variation de la bande interdite en fonction de la Température.

$E_g(0)$ est la hauteur de la BI à 0°K , T température en $^\circ\text{K}$.

a et b sont des constantes.

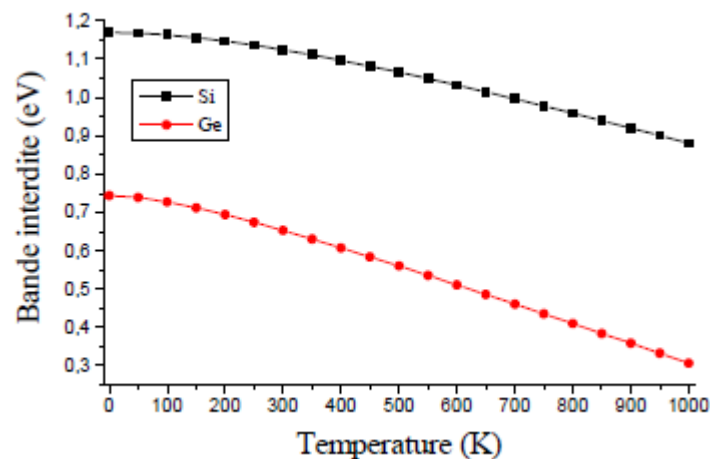


Figure II.1 : Variation de la bande interdite du Si et Ge en fonction de la température.

L'évolution de la variation de la largeur de la bande interdite du silicium et du germanium en fonction de la température est illustrée à la figure II.1. On peut remarquer que E_g dépend fortement de la température. En effet pour des températures plus élevées, on observe une décroissance sensible de la largeur de la bande interdite.

Propriété à 300°K		Si	Ge
Largeur de bande interdite $E_g(\text{ev})$		1,12	0,67
Concentration d'atomes ($/\text{cm}^3$)		$5 \cdot 10^{22}$	$4,42 \cdot 10^{22}$
Concentration intrinsèque ($/\text{cm}^3$)		$1,45 \cdot 10^{10}$	$2,4 \cdot 10^{13}$
Mobilités intrinsèques ($\text{cm}^2/\text{V.s}$)	μ_n	1350	3900
	μ_p	480	1900
Constantes diélectriques relatives ϵ_r		11,7	16,3
Champ de claquage V/m		$-30 \cdot 10^6$	$-8 \cdot 10^6$

Tableau II.2 : Propriétés électriques des principaux semi-conducteurs.

La conductivité

Une bonne conductivité thermique est nécessaire dans le substrat semi-conducteur, d'une part pour réduire la température du substrat par dissipation, et d'autre part pour assurer une température uniforme dans tout le substrat, afin d'améliorer la similitude du comportement des dispositifs de nature identique mais placés dans différentes positions dans le substrat semi-conducteur [12].

L'électronique d'état solide a pris le relais avec succès, grâce à sa plus haute densité d'intégration et à sa plus faible consommation d'énergie, ce qui ne rendait plus nécessaire aucune considération d'ordre thermique. Mais les technologies des circuits intégrés sur le silicium ont fortement évolué en densité d'intégration, et densité de puissance dissipée, tout en conservant le même type de substrat semi-conducteur.

De même, des nouveaux matériaux semi-conducteurs de plus large bande interdite et de plus importante conductivité thermique, tels que le *SiC* et le Diamant, sont étudiés pour des applications à plus de 300°C. En ce qui concerne la gestion de la chaleur dans les circuits intégrés analogiques et mixtes, quelques techniques d'implémentation peuvent être appliquées afin de minimiser les gradients et les transitoires thermiques autour des structures les plus sensibles.

Les semi-conducteurs y occupent un grand intervalle car leur conductivité dépend sensiblement de la température, mais elle varie surtout très fortement en fonction de la présence de petites quantités d'impuretés bien choisies. Dans un monocristal de silicium intrinsèque, à la température ambiante quelques électrons ($1,5 \cdot 10^{10}$ électrons pour $5 \cdot 10^{22}$ atomes dans un cm^3) sont excités thermiquement depuis la bande de valence vers la bande de conduction, et les électrons libres et les trous positifs ainsi créés contribuent ensemble à la conductivité du matériau, mais celle-ci reste assez faible.

Le courant dans un semi-conducteur étant en général la somme de celui dû au déplacement des électrons libres, et de celui dû au déplacement des trous, la conductivité σ est reliée à la densité des porteurs n et p , et à leur mobilité par la relation :

$$\sigma(T) = q(n\mu_n(T) + p\mu_p(T)) \quad \text{II.1}$$

Où :

q est la charge de l'électron.

n et p sont les densités des électrons et des trous, et μ est le coefficient qui, à une température donnée, relie la vitesse de dérive moyenne du porteur au champ électrique appliqué.

Tableau des propriétés physiques du Si et Ge

Propriétés	Silicium	Germanium
Structure	Diamant	Diamant
Densité (g /cm ³)	2,328	5,3267
Constante diélectrique	11,9	16,0
N_c (cm ⁻³)	$2,8 \cdot 10^{19}$	$1,04 \cdot 10^{19}$
N_v (cm ⁻³)	$1,04 \cdot 10^{19}$	$6,0 \cdot 10^{18}$
Affinité d'électron	4,05	4,0
Energie de Gap à 300°K (eV)	1,12	0,66
Concentration intrinsèque des porteurs (cm ⁻³)	$1,45 \cdot 10^{10}$	$2,4 \cdot 10^{13}$
Durée de vie minoritaire (s)	$2,5 \cdot 10^{-3}$	10^{-3}
Mobilité des électrons (cm ² .V ⁻¹ .s ⁻¹)	1500	3900
Mobilité des trous (cm ² .V ⁻¹ .s ⁻¹)	450	1900
Indice de réfraction	3,44	3,97

Tableau II.3 : Propriétés physiques du Si et Ge.

II.4 Alliage Silicium-Germanium

Afin d'obtenir de meilleures performances, le profil du transistor bipolaire doit être optimisé. Ainsi, L'introduction de Germanium dans la structure cristalline du silicium a permis l'augmentation des performances des transistors bipolaires, ceci en modifiant la structure de bandes du matériau pour le passage des électrons, approche déjà utilisée en III-V pour la réalisation des transistors bipolaires à hétérojonction [9].

Dans cette partie nous allons présentons les propriétés cristallines et électrique de l'alliage Silicium-Germanium et nous expliquerons également les avantages et intérêts de d'incorporation du germanium dans la base transistor bipolaire.

II.4.1 Propriétés du SiGe

Le silicium et le germanium sont deux éléments de la colonne IV du tableau de Mendeleïev, cristallisant sous la structure diamant, au même titre que le carbone. Le système cristallin apparaît donc comme la superposition de deux réseaux cubiques à faces décalées d'un quart de la diagonale principale. Lorsque l'on allie le silicium et le germanium, on obtient également un cristal covalent organisé suivant le même modèle. De ce fait, ils sont totalement miscibles. Ainsi, toutes les compositions de l'alliage binaire $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$ (x étant la composition de l'alliage binaire) peuvent être obtenues.

La différence de maille entre le Si et le Ge est de 4.17 %. De plus, les deux atomes ont la même structure de couche électronique et partagent une même structure cristallographique. Ainsi, le silicium et le germanium sont miscibles en toute proportion. La compatibilité chimique de ces deux éléments est une caractéristique rare dans la physique des matériaux, qu'il est important de souligner et, si possible, d'exploiter.

Voilà la structure cristalline du SiGe. En d'autres mots, il s'agit de celle du Silicium dans laquelle certains atomes ont été échangés aléatoirement avec des atomes de Germanium. Cela peut également être dit à l'envers : la structure cristalline du SiGe est celle du Germanium dans laquelle certains atomes ont été échangés aléatoirement avec des atomes de Silicium. Une représentation symbolique est fournie par la Figure II.2 ci-après [4]

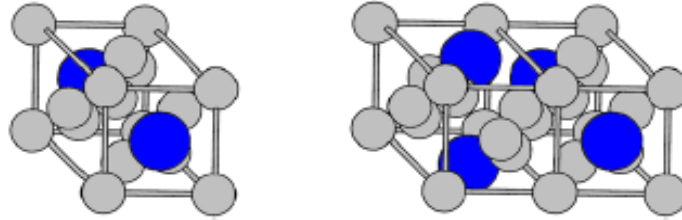


Figure II.2 : Exemple de maille dans un cristal de SiGe

Les atomes sont représentés par des sphères de petite taille (14 électrons) pour le Silicium et de plus grande taille (32 électrons) pour les atomes de Germanium. Les traits matérialisent les limites des structures cubiques à faces centrées.

Les données pour le cristal de Silicium et le cristal de Germanium sont présentées dans le Tableau II.4, Le diamètre de l'atome de Germanium étant plus grand que celui de l'atome de Silicium, le cristal de Germanium massif présentera un paramètre de maille plus grand que celui du cristal de Silicium.

	Silicium	Germanium
Diamètre de l'atome (°A)	1,46	1,52
Paramètre de maille (°A)	5,43	5,66

Tableau II.4 : Paramètre des atomes des cristaux de Silicium et de Germanium

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 :

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

II.2

Étant donnée la différence de paramètre de maille entre le germanium et le silicium, une couche de SiGe ne pourra croître que de façon contrainte en compression sur une couche de Si. On appelle cela une croissance pseudo morphique. Du fait de cette contrainte, la couche de SiGe ne doit pas être trop épaisse : au delà d'une épaisseur critique noté h_c , la couche se relaxe, créant des dislocations, défauts, qui dégradent fortement les qualités électriques (figure II.3).

Une croissance contrainte ou pseudo-morphique présente une maille de l'alliage SiGe qui s'accommode à celle du silicium par une déformation tétragonale du réseau.

Le paramètre de maille parallèle de l'alliage SiGe est égal à celui du Silicium, la déformation tétragonale induit une augmentation du paramètre de maille perpendiculaire SiGe.

Une croissance relaxée ou disloquée où l'adaptation du réseau est rendue possible par la création de dislocations à l'interface SiGe/Si. Dans ce cas, l'alliage épitaxie conserve donc le paramètre de maille du matériau massif et les dislocations adaptent le désaccord de maille [14].

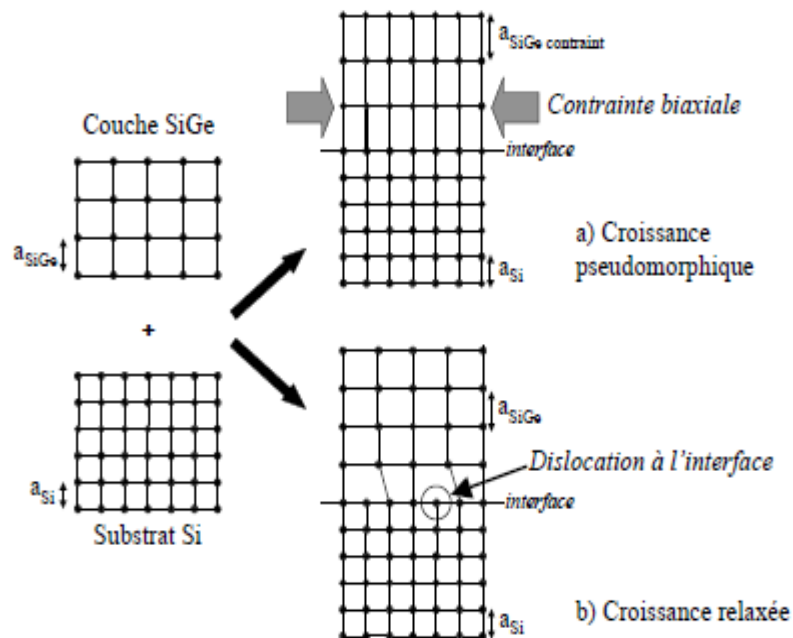


Figure II.3 : représentation schématique de la croissance d'un alliage SiGe sur un substrat silicium a) pseudo-morphique ; b) relaxée.

II.4.2 Limites de l'alliage SiGe

Comme nous l'avons décrit l'introduction du Germanium a permis aux transistors bipolaires, de faire un saut de performances important. Cependant, cette incorporation du Germanium dans la base du transistor bipolaire n'est pas sans contraintes en effet elle est limitée par la génération de dislocations d'accommodation limitant son utilisation. Dans ce cadre, l'incorporation de forte concentration du Germanium, synonyme d'améliorations des caractéristiques électriques, ne pourra être réalisée que dans un film contraint d'épaisseur la plus faible possible. Toutefois, le film contraint doit être suffisamment épais pour contenir le profil du dopant de la base (Le bore) lorsqu'il diffuse durant les différents traitements thermiques subis par le dispositif. L'utilisation du film SiGe est donc liée à un compromis qu'il faut trouver entre teneur en Ge et épaisseur de cet alliage contraint. C'est pour

l'optimisation de l'épaisseur et de la teneur en Ge du film SiGe contraint que la maîtrise de la diffusion du bore est si importante dans les applications TBH.

II.4.3 Définition de l'épaisseur critique

Frank et Vander Merve ont montré que si le désaccord de maille entre deux éléments est faible et si l'épaisseur du film épitaxie est peu importante, les atomes situés de part et d'autre de l'interface sont parfaitement alignés et le désaccord de maille est accommodé entièrement par la contrainte élastique du film épitaxie [9]. En effet, on est donc dans le cas d'une croissance contrainte. En revanche, si l'épaisseur de film épitaxie dépasse la valeur critique h_c (figure II. 4), la relaxation a lieu par l'introduction de dislocations de désaccord de maille. En résumé, la valeur critique h_c représente l'épaisseur maximale que peut avoir le film épitaxie si l'on veut rester dans le cas d'une croissance contrainte. Il est impératif pour les TBH que la couche soit contrainte.

En effet, dans le cas contraire, il y a risque d'apparition de courts circuits émetteur collecteur, les dislocations émergentes constituant des chemins de diffusion privilégiés pour les dopants. Plusieurs théories, ont été avancées pour formuler l'épaisseur critique en fonction du désaccord de maille ou de la composition de l'alliage.

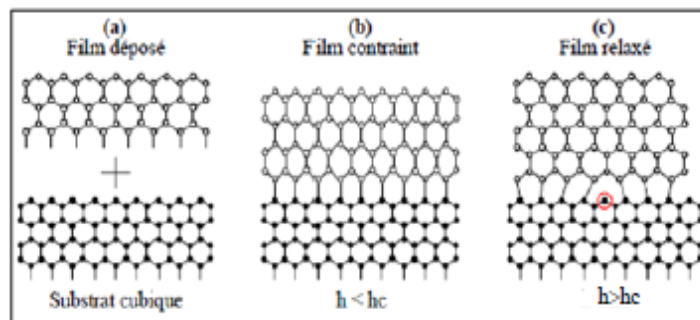


Figure II. 4 : Epitaxie d'un film en désaccord de maille avec le substrat cubique. Une épaisseur h plus faible que l'épaisseur critique h_c conduit à un film contraint pseudo morphique (b) alors que dans le cas d'une épaisseur plus importante que h_c , il y a relaxation des contraintes de la couche Épitaxie par génération de dislocations à l'interface (c).

II.4.4 Influence des contraintes mécaniques sur le diagramme de bandes

Le silicium Si et l'alliage silicium-germanium SiGe ont le même type de réseau cristallographique, mais les énergies de bande interdite (ou gap) sont différentes. A 300K, le silicium non contraint a un gap de 1.12eV, le germanium 0.66eV [18].

On peut approximer la valeur de la bande interdite du $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$ contraint sur Si en fonction de x :

$$E_{g\text{SiGe}}(x_{\text{Ge}}, T) = E_0(T) - 1.02 \cdot x_{\text{Ge}} + 0.52 \cdot x_{\text{Ge}}^2 \quad [\text{eV}]$$

II.3

Où $E_0(T)$ est l'énergie de bande interdite du Si pur non contraint, et x_{Ge} la teneur en Ge.

II.4.5 Alignement des bandes d'énergie

Lorsque deux matériaux semi-conducteurs sont rapprochés l'un de l'autre jusqu'à former une jonction, leurs bandes d'énergie s'alignent nécessairement dans une configuration précise. Cet alignement, qui est défini par leur différence d'énergie d'extraction dans le vide, est plus couramment caractérisé par les discontinuités de bande qu'il provoque. Trois configurations fondamentales sont possibles. Elles sont représentées sur la figure II.5.

Dans le premier cas représenté, cas a), l'alignement est de type I. La bande interdite du matériau petit gap est « incluse » dans celle du matériau grand gap [7]. Les électrons et les trous ont tendance à se regrouper ensemble dans le matériau de bande interdite la plus étroite. Le cas b) représente un alignement de type II où les électrons et les trous sont séparés, migrant cette fois chacun de leur côté. Le dernier cas, schématisé par la ligne c), représente un alignement de type III où un seul type de porteurs est affecté. Ce cas est utile lorsque l'on veut bloquer ou favoriser un des porteurs sans perturber l'autre.

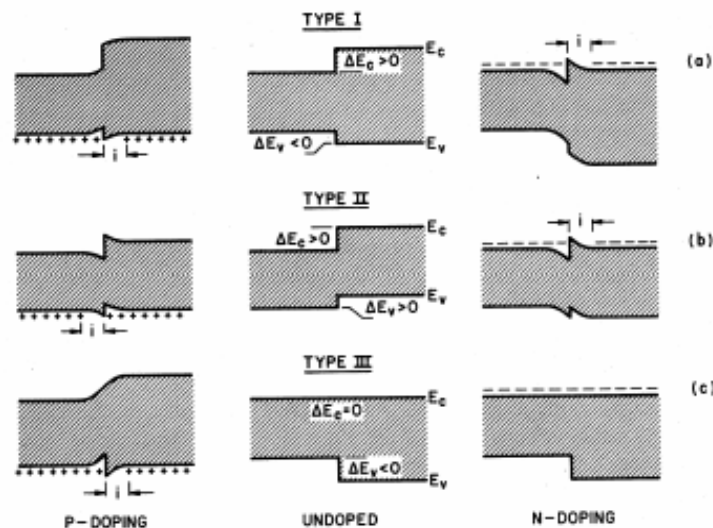


Figure II.5: Classification des configurations d'alignement des bandes dans les Hétéro-structures. Type I : la bande interdite de plus faible largeur est incluse dans celle de plus grande largeur ; Type II : alignement en escalier ; Type III : alignement continu sur l'une des bandes (conduction ou valence) repercutant l'intégralité de l'écart de largeur de bande interdite sur l'autre bande.

Raccordement des bandes

Le SiGe n'est étudié au sein d'hétéro-structures que sous la forme contrainte. Lorsqu'il est en compression bi-axiale sur une couche de Silicium, l'alignement est de type I avec une discontinuité de bande de conduction généralement négligeable vis-à-vis de la discontinuité de valence $\Delta E_c \approx 0$.

En effet en ce qui concerne le décalage au niveau de la bande de conduction People et Bean 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 [12].

$$\Delta E_v(\text{SiGe/Si}) = 0.74x$$

Si la croissance se fait sur un substrat $\text{Si}_{1-x_s}\text{Ge}_{x_s}$ avec $x_s \neq 0$ la concentration en germanium du substrat. ΔE_c et ΔE_v sont de même signe et l'alignement est de type II.

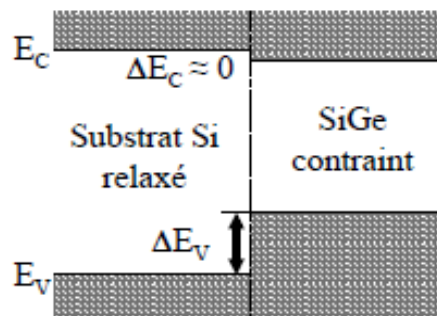


Figure II.6 : Schéma de l'alignement de bandes entre le Si et le SiGe contraint sur Si.

II.5 Etat de l'art des TBH SiGe

La technologie micro-électronique concernant le matériau SiGe et son intégration dans une filière de production industrielle a connue un essor considérable depuis un peu plus d'une vingtaine d'années. En effet, l'obtention d'un TBH SiGe présentant de bonnes performances n'étant qu'une étape vers un éventuel développement industriel. Toutefois on a jugé opportun de donner un bref historique de la montée en puissance du TBH. Cependant avant d'établir un bref aperçu sur l'évolution des performances avancées par les différents groupes ayant pris part au développement du TBH SiGe, il est primordial de mentionner les éléments essentiels de la technologie utilisée afin de pondérer les performances.

Dans ce contexte, il est nécessaire de distinguer les structures à caractère démonstratif de celles issues d'une filière destinée à la production et dont le procédé doit être stabilisé et maîtrisé. Ainsi, à titre d'exemple, l'architecture MESA qui est une structure assez importante pour l'étude des phénomènes physiques n'est pas appropriée à des fins d'intégration.

De même que l'épitation par MEB reste inadaptée à une production de masse. Il est donc relativement normal que les fréquences de transitions les plus élevées correspondent à ces techniques.

En effet, les principaux critères pour mesurer l'évolution des performances électriques du TBH sont :

- La fréquence maximale d'oscillation f_{max} .
- La fréquence de transition f_T .
- Le temps de propagation d'une porte ECL non chargée (critère régulièrement utilisé pour les circuits logiques).

Avec l'avènement des TBH, la littérature présente des valeurs record régulièrement améliorées [9] :

- 1989 : $f_T=28\text{GHz}$
- 1990 : $f_T \approx 75 \text{ GHz}$
- 1992 : $f_T \approx 52\text{GHz}$
- 1994 : $f_T \approx 130\text{GHz}$
- 1995 : $f_T \approx 160\text{GHz}$
- 1999 : $f_T \approx 156 \text{ GHz}$
- 2003 : $f_T / f_{max} \approx 375\text{GHz} / 210\text{GHz}$
- 2006 : $\approx f_T 500\text{GHz}$ chez IBM

En passant d'une génération à autre, les performances statiques et dynamiques des TBH SiGe sont largement améliorées. Une comparaison entre les principales figures de mérites des différentes technologies existantes est illustrée sur le tableau II.5. La supériorité d'une telle technologie est significative seulement pour une même application.

Technologie Figure de mérite	Infineon [2003]	Hitachi [2003]	IBM [2003]	ST BiCMO6G 0.35 μm [2003]	ST BiCMO7G 0.25 μm [2005]	ST BiCMO9G 0.13 μm [2006]
A_{Emin} (μm^2)	0.18x2.8	0.2x1	0.12x2.5	0.4x0.8	0.25x0.65	0.13x0.65
Gain en courant	450	450	3500	100	100	550
Tension Early	-	-	-	60	50	-
$f_T(\text{GHz})$	206	170	375	45	70	150
$f_{Max}(\text{GHz})$	197	204	210	60	90	150
BV_{CE0}	1.8	1.9	1.4	3.6	2.6	1.9

Tableau II.5 : Performances de diverses technologies bipolaires SiGe représentatives de l'état de l'art.

II.6 Principe de fonctionnement du TBH

L'intérêt d'une hétérojonction est de différencier les forces et les barrières de potentiels appliquées aux électrons et aux trous. Pour un transistor bipolaire n-p-n, il est souhaitable d'améliorer l'efficacité d'injection des électrons de l'émetteur vers la base, tout en bloquant au mieux les trous. Il s'agit alors d'abaisser la barrière de potentiel vue par les électrons au sein d'une hétérojonction base-émetteur.

Deux solutions sont alors envisageables :

✓ la première est d'utiliser un matériau grand gap au niveau de l'émetteur, ce qui est fait en technologie SiC, et qui est favorable à une meilleure tenue en tension.

✓ La deuxième est d'utiliser, à l'instar de la première, un matériau petit gap dans la base.

C'est donc la deuxième solution qui est exploitée dans le cadre des transistors bipolaires à SiGe-contraint sur Silicium, où seule la base est constituée du film de Silicium-Germanium.

La principale différence entre un Si BJT et un SiGe HBT est donc représentée par la comparaison des schémas respectifs de bandes d'énergies données en figure II.7. Le profil de Germanium est superposé à celui du dopage de base. Il est choisi constant pour mieux généraliser, mais il peut tout à fait être gradué, comme il peut être trapézoïdal, Gaussien ou triangulaire. La discontinuité de bande interdite en bande de valence est estompée par le caractère graduel du profil de Ge.

La première constatation confère au transistor une amélioration de ses propriétés statiques. Quant à la deuxième constatation, elle prévoit une amélioration des paramètres dynamiques dans la mesure où les minoritaires sont accélérés et le temps de transit des électrons au travers de la base est réduit.

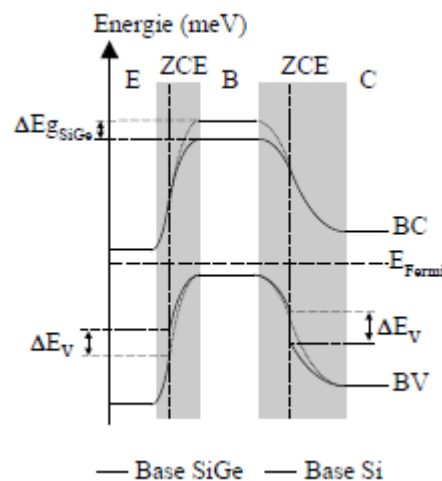


Figure II.7 : Diagramme de bandes d'énergie du TBH Si/SiGe à taux de germanium constant.

La conséquence de l'abaissement de la barrière de potentiel est l'augmenter du courant d'électrons, à V_{BE} constant, traversant la jonction Base-Emetteur, et donc du courant de collecteur par rapport au courant de base, maintenu constant.

II.7 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 (uniforme), 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. La figure II.8 illustre ces différentes possibilités :

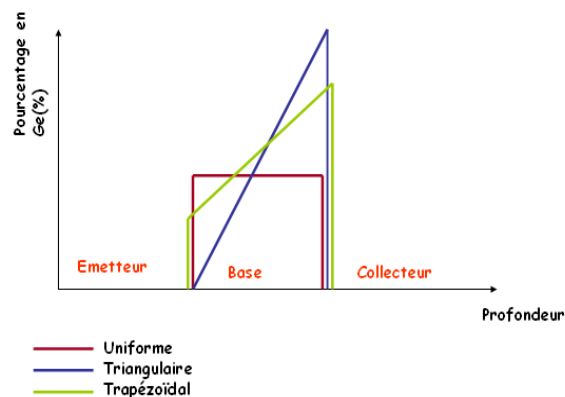


Figure II.8 : Les différents profils de germanium à travers les films SiGe.

Profils uniforme, trapézoïdal ou bien triangulaire.

II.7.1 Profil constant

Nous allons nous intéresser au cas d'un transistor bipolaire à hétérojonction avec une concentration de germanium constante dans la base. 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 :

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

II.4

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 :

$$I_c = \frac{q S n_i^2 (N_c N_v)_{SiGe} D_{nB} SiGe}{N_{AB} SiGe (N_c N_v)_{Si} W_B} \exp\left(\frac{q V_{BE}}{kT}\right) \exp\left(\frac{\Delta E_g}{kT}\right) \quad \text{II.5}$$

L'expression du gain en courant s'écrit alors :

$$\beta = \frac{I_c}{I_B} = \frac{(N_c N_v)_{SiGe} D_{nB} SiGe W_E N_{DE}}{(N_c N_v)_{Si} N_{AB} D_{pE} Si W_B} \exp\left(\frac{\Delta E_g}{kT}\right) \quad \text{II.6}$$

En posant

$$\gamma = \frac{(N_c N_v)_{SiGe}}{(N_c N_v)_{Si}} \quad \text{Et} \quad \eta = \frac{D_{nB} SiGe}{D_{pE} Si}$$

Le coefficient η est supérieur à 1 car la contrainte imposée par le substrat induit une augmentation de la mobilité des porteurs minoritaires, d'autant plus que la concentration en germanium est élevée. Par contre le terme γ traduit la réduction de la densité d'états due à la diminution du gap et il est inférieur à 1.

$$\frac{\beta_{SiGe}}{\beta_{Si}} \approx \frac{I_{cSiGe}}{I_{cSi}} \approx \eta \cdot \gamma \cdot \exp\left(\frac{\Delta E_g}{kT}\right) \quad \text{II.7}$$

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

II.7.2 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.

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.

- ❖ 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.

Sur la figure II.9 est présente le diagramme de bande d'énergie d'un TBH SiGe ayant un profil de concentration graduel triangulaire de Ge dans la base. Le courant de base I_B reste inchangé à la traversée de l'hétéro-structure puisque l'injection de trous de la base vers l'émetteur est déterminée par les bandes de valence de l'émetteur et de la base qui restent inchangées dans TBH SiGe.

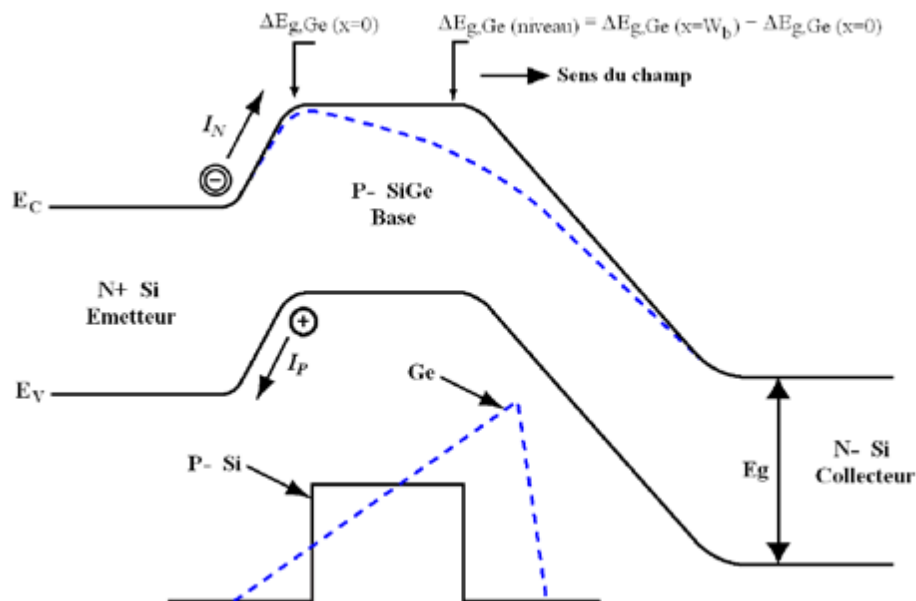


Figure II.9 : Diagramme de bandes d'énergie du TBH Si/SiGe. La ligne en pointillés représente la bande de conduction induite par la concentration graduée du Ge dans la base.

II.7.3 Influence du Germanium sur les caractéristiques électriques du transistor

Nous venons de présenter les principaux avantages apportés par une hétérojonction Si/SiGe dans la base des transistors bipolaires. Dans le cadre d'une étude qualitative, il est intéressant d'utiliser des relations simples pour déterminer les effets induits par l'introduction de Germanium sur les performances du composant.

II.7.3.1 Impact sur les caractéristiques statiques

Le fait d'utiliser pour la base un matériau de faible gap, augmente exponentiellement le nombre d'électrons injectés de l'émetteur vers la base, d'où une meilleure efficacité

d'injection. La réduction de la bande interdite modifie la concentration intrinsèque des porteurs.

Pour l'alliage SiGe la densité de porteurs intrinsèques s'exprime selon:

$$n_i^2(\text{SiGe}) = (N_C N_V)_{\text{SiGe}} \exp\left(\frac{E_{g,\text{SiGe}}}{KT}\right) \quad \text{II.8}$$

Où $N_C(N_V)$ est la densité effective d'états de la bande de conduction (de valence), T la température en Kelvin et k la constante de Boltzmann.

La largeur de bande interdite du matériau SiGe peut s'écrire :

$$E_g(\text{SiGe}) = E_g(\text{Si}) - \Delta E_g$$

D'où :

$$n_i^2(\text{SiGe})(T) = (N_C N_V)_{\text{SiGe}}(T) \cdot \exp\left(-\frac{E_{g,\text{Si}}(T)}{KT}\right) \exp\left(\frac{\Delta E_g}{KT}\right) \quad \text{II.9}$$

En tenant compte de la densité des porteurs intrinsèques n_i dans le cas du silicium, la densité des porteurs intrinsèques n_i de l'alliage SiGe s'exprime:

$$n_i^2(\text{SiGe})(T) = \frac{(N_C N_V)_{\text{SiGe}}}{(N_C N_V)_{\text{Si}}} n_i^2(T) \exp\left(\frac{\Delta E_g}{KT}\right) \quad \text{II.10}$$

Dans le cas d'un transistor bipolaire à hétérojonction, l'expression du courant de collecteur peut s'exprimer alors selon:

$$I_C = \frac{q S n_i^2(\text{SiGe}) D_{nB}(\text{SiGe})}{N_{AB}(\text{SiGe}) W_B} \exp\left(\frac{q V_{BE}}{KT}\right) \quad \text{II.11}$$

Où $D_{nB}(\text{SiGe})$ est le coefficient de diffusion des électrons dans la base SiGe.

En prenant en compte la réduction de la bande interdite due à l'hétérojonction SiGe, l'expression du courant de collecteur est modifiée selon l'équation suivante :

$$I_C = \frac{q S n_i^2(N_C N_V)_{\text{SiGe}} D_{nB}(\text{SiGe})}{N_{AB}(\text{SiGe})(N_C N_V)_{\text{Si}} W_B} \exp\left(\frac{q V_{BE}}{KT}\right) \exp\left(\frac{\Delta E_g}{KT}\right) \quad \text{II.12}$$

Comme l'hétérojonction n'apporte pas de modification au courant de base, l'expression du gain en courant est alors donnée par la relation suivante :

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{(N_C N_V)_{\text{SiGe}} D_{nB}(\text{SiGe}) N_{DE} W_E}{(N_C N_V)_{\text{Si}} D_{pE}(\text{Si}) N_{AB} W_B} \exp\left(\frac{\Delta E_g}{KT}\right) \quad \text{II.13}$$

En posant:

$$\gamma = \frac{(N_C N_V)_{\text{SiGe}}}{(N_C N_V)_{\text{Si}}} \text{ et } \eta = \frac{D_{nB}(\text{SiGe})}{D_{pE}(\text{Si})} \quad \text{II.14}$$

On aboutit finalement à l'expression du rapport des gains en courant pour un TBH et un BJT:

$$\frac{\beta_{\text{SiGe}}}{\beta_{\text{Si}}} = \eta \cdot \gamma \exp \frac{\Delta E_g}{KT} \quad \text{II.15}$$

Dans le cas d'une base dont la concentration en Germanium est graduelle, il est nécessaire de prendre en compte, la variation linéaire de la bande interdite $\Delta E_{g\text{grad}}$, due au profil croissant de Germanium dans la base. Le rapport des gains entre un BJT tout silicium et un HBT Si/SiGe qui a un profil de Ge graduel s'exprime par :

$$\frac{\beta_{\text{SiGe}}}{\beta_{\text{Si}}} = \frac{(D_{nB} N_C N_V)_{\text{SiGe}}}{(D_{nB} N_C N_V)_{\text{Si}}} \frac{\Delta E_{g\text{grad}}}{KT} \frac{\exp \frac{\Delta E_g(0)}{KT}}{1 - \exp \frac{\Delta E_{g\text{grad}}}{KT}} \quad \text{II.16}$$

De la même manière, nous pouvons définir une relation entre la tension d'Early pour un BJT et celle pour un TBH SiGe. Dans le cas d'un profil graduel elle s'exprime par:

$$\frac{V_{A(\text{SiGe})}}{V_{A(\text{Si})}} = \frac{\Delta E_{g\text{grad}}}{KT} \exp \left[\frac{\Delta E_{g\text{grad}}}{KT} - 1 \right] \quad \text{II.17}$$

Ceci montre que ce paramètre est sensiblement amélioré par l'introduction de Ge.

II.7.3.2 Influence sur les performances dynamiques

L'introduction de Germanium dans la base a pour conséquence majeure la modification de la densité de courant collecteur I_C mais également de la charge d'électrons stockée dans la base Q_B . L'effet conjoint de ces deux quantités dues à la réduction de la bande interdite et à la modification des densités d'états, s'annule dans le rapport définissant le temps de transit dans la base τ_B . Toutefois le coefficient de diffusion D_{nB} , étant également influencé par l'apport du SiGe dans la base du transistor, ce dernier n'intervient que dans l'expression du courant. L'expression de $\tau_B(\text{Si})$ dans (I.14) est alors modifiée pour donner:

$$\tau_{B(\text{SiGe})} = \frac{W_B^2}{2D_{nB}(\text{SiGe})} = \tau_{B(\text{Si})} \frac{D_{nB}(\text{Si})}{D_{nB}(\text{SiGe})} \quad \text{II.18}$$

D'où :

$$\frac{\tau_{B(\text{SiGe})}}{\tau_{B(\text{Si})}} = \frac{2KT}{\Delta E_{g\text{grad}}} \frac{D_{nB}(\text{Si})}{D_{nB}(\text{SiGe})} \left[1 - \frac{KT}{\Delta E_{g\text{grad}}} \left(1 - \exp - \frac{\Delta E_{g\text{grad}}}{KT} \right) \right] \quad \text{II.19}$$

Ce rapport, principalement déterminé par le terme $2kT/\Delta E_{g\text{grad}}$, est généralement inférieur

à 1. L'ordre de grandeur de la réduction de temps de transit dans la base d'un transistor à base SiGe graduelle est de 50% pour une variation de la bande interdite de 100mV sur l'ensemble de la base.

Le temps de transit dans l'émetteur est inversement proportionnel au gain en courant, il diminue dans le même rapport que l'augmentation du gain.

Le temps de transit dans la base est le temps dominant dans l'expression du temps de transit total.

II.8 La technologie BiCMOS SiGe

II.8.1 Pourquoi la technologie BiCMOS SiGe?

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

II.8.2 Evolution de la technologie BiCMOS

La nécessité de développer des technologies à même d'intégrer des fonctions logiques et analogiques dans un même circuit s'est imposée pour les applications de communication par l'augmentation de la complexité de ces circuits. Les technologies dites BiCMOS (Bipolaire Complementary Metal Oxide Semiconductor) intègrent sur une même puce des composants de type bipolaire et de type MOS. Le BiCMOS reprend les avantages des deux technologies : une vitesse élevée pour une faible consommation. Malheureusement, le taux d'intégration (nombre de transistors implanté dans le même chipset) est faible.

L'emploi du procédé d'hétérojonction Si/SiGe a permis de passer un nouveau cap en termes de performances.

En effet, l'adjonction d'un film mince SiGe a été développée pour être un apport non perturbant aux technologies silicium existantes. Cet apport doit rester, économiquement, le plus indolore possible, tout en améliorant les BJT conventionnels sur Silicium. La principale technologie visée pour l'intégration du SiGe est la technologie BiCMOS.

II.9 Domaines d'applications

Les transistors bipolaires à hétérojonction SiGe sont utilisés pour des applications grandes publiques nécessitant des fréquences de fonctionnement élevées [9]. Les applications peuvent être divisées en plusieurs catégories :

- Les applications de télécommunication, comme les fibres optiques ou les réseaux de téléphonie mobile, et les réseaux informatiques WLAN (Wireless Local Area Network : réseau local sans fil). L'augmentation des fréquences de coupure des composants permet d'augmenter les débits d'information transmise.
- Les applications de détection, comme les radars anticollision à 77 GHz destinés au marché automobile. Ces applications sont très sensibles au bruit, ce qui fait du transistor bipolaire un composant de choix pour ce type de marché.
- Les applications Cryogéniques, l'utilisation de transistor à homojonction à basses températures est rendue délicate à cause de la diminution du gain, due au phénomène de gel des porteurs qui apparaît si le dopage de la base est faible.

En revanche, pour les TBH SiGe les performances du transistor s'améliorent profusément à basses températures. En effet, la base de ces composants peut être dopée fortement et le phénomène de gel des porteurs n'apparaît plus. Nous pouvons citer à titre d'exemple d'applications cryogéniques en électronique, les systèmes satellites, instrumentations et détecteurs électroniques à haute précision, systèmes électroniques de supraconducteur hybrides, les récepteurs à très bas bruit pour l'astronomie, et les cryoradars.

En outre, les principaux avantages du transistor bipolaire par rapport au transistor MOS résident dans le compromis entre fréquence de transition, tension de claquage et bruit. Les fréquences de transition du TBH SiGe sont supérieures à celles des transistors MOS pour un nœud technologique donné, et le fonctionnement vertical du transistor bipolaire lui assure un bien meilleur bruit BF et HF.

La plupart des chaînes de traitement RF font l'usage de TBH SiGe pour la réalisation de blocs tels que des amplificateurs faible bruit LNA (Low Noise Amplifier), des oscillateurs contrôlés en tension VCO (Voltage Control Oscillator) ou des mélangeurs. La qualité du système RF dépend fortement des performances de ces blocs, surtout en ce qui concerne le bruit en $1/f$ et le bruit large bande.

Notamment le LNA est utilisé en tant qu'étage d'entrée pour la plupart des applications radiofréquences, et bénéficie largement des avancées du transistor bipolaire SiGe. Le bruit dans un système RF étant fixé en grande partie par l'étage d'entrée, les contraintes imposées

aux LNA sont très importantes. On retrouve donc des TBH dans la majorité de ces applications, car ils permettent d'obtenir de forts gains et un faible bruit. Avec l'ère des TBH SiGe, une utilisation en commutation pour réaliser des multiplexeurs / Démultiplexeurs pour les réseaux de fibres optiques est considérée [18].

Dans ces différents cas, l'atout du SiGe en terme de faible consommation est essentiel puisque le secteur visé, téléphonie cellulaire et réseaux sans fil, est demandeur d'autonomie.

II.10 Caractéristiques d'un transistor à hétérojonction à base SiGe

II.10.1 Caractéristiques I(V)

La figure II.10 représente la comparaison du courant collecteur, courant de la base dans le cas d'un transistor à homojonction au silicium et d'un TBH à base SiGe.

On voit bien que pour une même polarisation V_{BE} le courant de collecteur est plus fort dans le cas d'une hétérojonction que celui de l'homojonction. Le BJT nécessite une polarisation supplémentaire de la base $\approx 0.1V$. Pour un TBH nous remarquons, une réduction du «Turnon», cette réduction est induite par la décroissance de la barrière vue par les électrons pour passer de l'émetteur dans la base.

En outre, la barrière de potentiel vue par les trous étant la même quelle que soit la jonction considérée, le courant de la base ne varie pas d'un dispositif à l'autre [7].

Nous retrouvons les comportements idéaux et non idéaux des courants de collecteur et de base pour ce transistor à base SiGe : pour de faibles polarisations, le courant de base présente un coefficient d'idéalité proche de 2 alors qu'à forte polarisation, le courant de base est idéal.

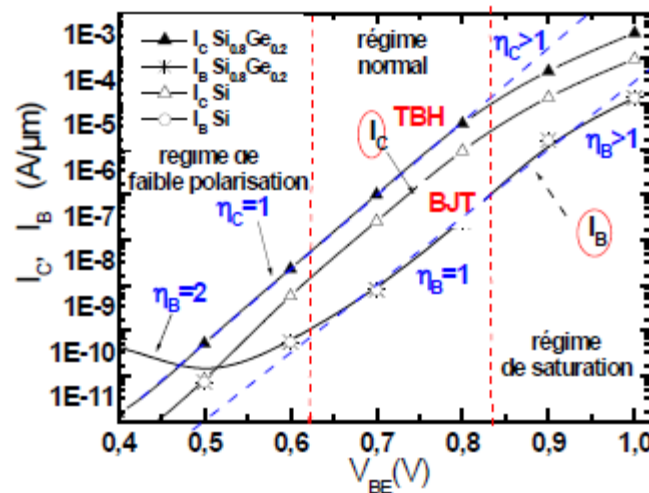


Figure II.10 Courant de collecteur et de base en fonction de la polarisation de la base (V_{be}) pour un BJT et un TBH SiGe.

À forte injection on remarque, une divergence des courants de base et collecteur due à l'effet de quasi-saturation, qui tend à diminuer la croissance de ces deux courants. Néanmoins une décroissance plus rapide du courant collecteur par rapport au courant de base pour les fortes polarisations est visible.

II.10.2 Gain en courant

La figure II.11 représente l'évolution du gain en courant pour un transistor silicium BJT et des TBH à base SiGe pour un taux de germanium de 20%.

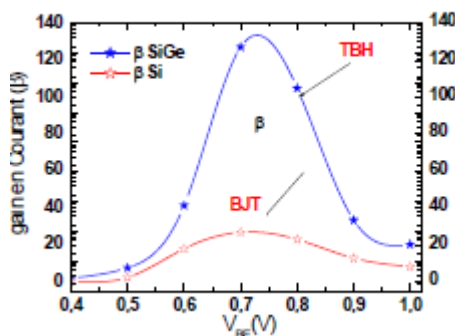


Figure II.11 Gain en courant en fonction de la polarisation de la base (V_{be}) pour un BJT et TBH SiGe.

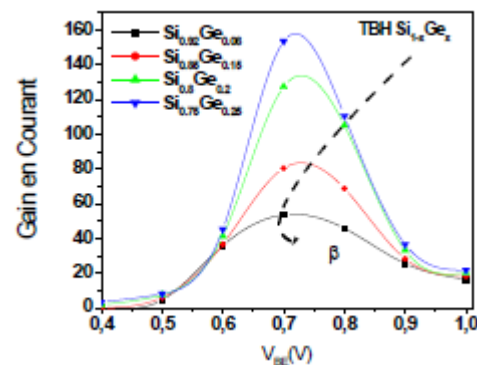


Figure II.12 Gain en courant en fonction de la polarisation de la base (V_{be}) et du pourcentage de Ge.

En outre, on peut distinguer une variation du gain en courant en fonction du taux de germanium. L'augmentation du gain varie linéairement en fonction de l'augmentation du taux de germanium dans l'alliage (figure II.12).

Conclusion

Ce chapitre nous a permis de mettre en évidence les limitations intrinsèques du transistor bipolaire à homojonction et situer le contexte d'application des hétérojonctions et leurs intérêts stratégiques pour l'industrie des semi-conducteurs.

Nous avons montré que des contraintes technologiques ont rendu difficile la réalisation des transistors bipolaires homojonctions à grandes performances statiques ou dynamiques. Des compromis sont à faire : un gain en courant élevé, fréquence de transition élevée, résistance de base faible etc....

Une solution pour s'affranchir de ces problèmes consiste à utiliser les TBH SiGe. Nous avons défini les propriétés physiques de Silicium et du Germanium, Après avoir rappelé les notions élémentaires permettant de mieux connaître le matériau SiGe, Nous avons donné par la suite un aperçu sur la technologie BiCMOS.

III.1 Introduction

Durant la conception d'un circuit intégré, le flot de données traverse plusieurs couches logicielles. Généralement, à chacune de ces couches logicielles est associé un niveau d'abstraction (Fig. III.1). D'autres outils logiciels permettent de passer d'une couche à une autre. Par exemple, la description d'un circuit intégré au niveau comportemental en VHDL ou Verilog peut se retrouver au niveau de description logique après la phase dite de synthèse. Les couches inférieures sont composées des niveaux électrique et physique. Au niveau électrique le circuit ne comporte plus des portes logiques mais des transistors et leurs interconnexions. Au niveau physique, le transistor est maintenant considéré dans son aspect physique; nous sommes dans l'univers TCAD (Technology Computer Aided Design) [15].

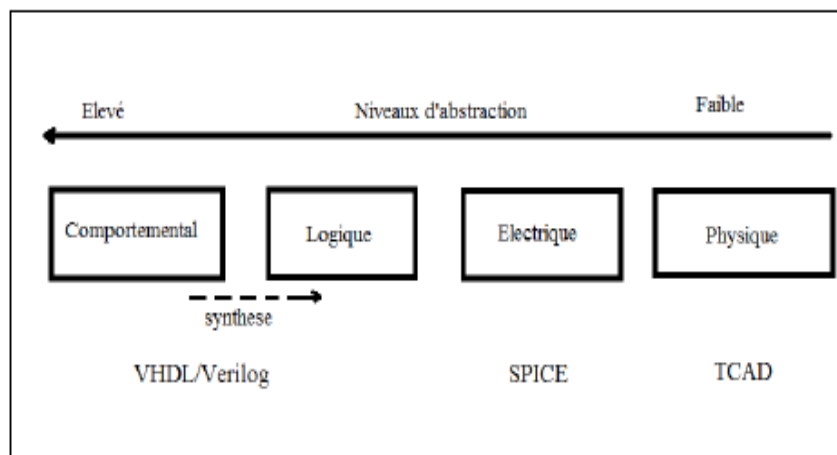


Figure III.1 : Différents niveaux d'abstraction.

La conception des circuits intégrés nécessite des outils de simulation pour un niveau d'abstraction donné. Par exemple, l'outil de vérification fonctionnelle Model sim [10] fournit un environnement performant pour la simulation et la mise au point d'ASIC ou de FPGA. Cet outil supporte plusieurs langages de description tels que le Verilog et le VHDL. Dans ce cas, ce sont les niveaux d'abstraction "comportemental" et "logique" qui sont adressés. Pour le niveau électrique, les principaux simulateurs sont HSPICE, Spectre et Eldo [16].

Pour le niveau physique, deux outils dominent le marché du TCAD. Il s'agit du logiciel SILVACO et du logiciel Sentaurus nommé ISE précédemment.

En ce qui nous concerne nous avons utilisé dans notre étude le logiciel de simulation de dispositif et de procès TCAD SILVACO.

III.2 Histoire de la Technologie CAD « TCAD » :

En 1964 GUMMEL a proposé pour la première fois un modèle numérique unidimensionnel pour les transistors bipolaires, basé sur des équations différentielles proposées par VAN Roosbroek depuis ce temps les solutions numérique s'apparaissent de manière révolutionnaire. Quelques années plus tard les premières simulations bidimensionnelles furent données par LOEB et parallèlement par Schroeder et Muller résolvant l'équation de poisson pour un Transistor MOSFET. [13] En 1981 IBM lance le programme FIELDAY, c'est un programme a trois dimensions qui résout l'équation de poisson ainsi les équations de continuité.

III.3 SILVACO

III.3.1 Présentation du logiciel de simulation SILVACO

SILVACO (Silicon Valley Corporation) est un environnement de logiciels qui permet de concevoir et prévoir les performances des dispositifs à semi-conducteur. Cet outil sert à la modélisation des dispositifs à semi-conducteur avant leur fabrication. Il est très utile dans le développement de beaucoup de projets de recherches [16].

Le TCAD-SILVACO inclut de nouveaux modèles physiques qui utilisent des méthodes et des algorithmes numériques efficaces, de nouvelles techniques de maillage, des solutions linéaires d'optimisation, etc...., tout en permettant d'obtenir des résultats de simulation très proches de celles de la pratique.

L'avantage majeur de ce type de simulateurs est de visualiser dans l'espace des phénomènes physiques difficilement accessibles et observables et de s'approprier de manière pédagogique les procédés de fabrication.

Les modules de TCAD-SILVACO peuvent être utilisés pour :

- La simulation des étapes de fabrication technologique tels que, ATHENA, SSupreme3, SSupreme4, etc.
- La simulation électrique des dispositifs tels que, les Diodes, les MOSFET, les transistors bipolaires..., réalisée par le module ATLAS.
- Virtual Wafer Fab pour automatiser la simulation de fabrication des Wafers.

III.3.2 ATHENA

Le logiciel de simulation de processus ATHENA de TCAD-SILVACO fournit des possibilités générales pour la simulation des processus utilisés (différentes étapes

technologiques), dans l'industrie des semi-conducteurs : diffusion, oxydation, implantation ionique, gravure, lithographie, procédés de dépôt. Il permet des simulations rapides et précises de toutes les étapes de fabrication utilisées dans la technologie CMOS, bipolaire, SOI, optoélectronique, MEMS, et les composants de puissances. Là aussi, le logiciel permet de fournir des informations importantes pour la conception et l'optimisation des procédés technologiques telles que les concentrations des porteurs, les profondeurs de jonctions, etc. [17].

Le programme de simulation (défini comme entrée) des différentes étapes technologiques et les phénomènes physiques, s'établi avec le module DECKBUILD de TCAD-SILVACO, puis la visualisation de la structure de sortie s'effectue avec le module TONYPLOT.

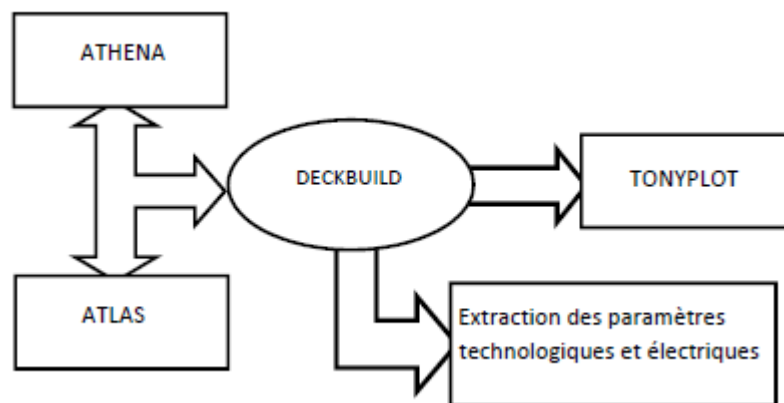


Figure III.2 : Schéma synoptique des modules utilisés dans la simulation par TCAD-SILVACO.

Dans notre étude, les simulations sont effectuées par le module ATLAS.

III.3.3 ATLAS

Le logiciel de simulation ATLAS est un simulateur de modélisation bidimensionnelle de composants semi-conducteurs. Il est capable de prédire les caractéristiques électriques de la plupart des composants semi-conducteurs en régime continu, transitoire ou fréquentiel. En plus du comportement électrique, exemple $I(V)$, il fournit des informations sur la distribution interne des variables électrique telles que le courant ou la tension (lignes de champ). Ceci est réalisé en résolvant numériquement les équations de Poisson et de continuité des électrons et des trous (à deux dimensions) en un nombre fini de points formant le maillage de la structure défini par l'utilisateur ou par le programme [8].

Ce simulateur est composé de deux parties :

- Une partie de traitement numérique (méthode d'intégration, de discrétisation...)

- Une partie formée des modèles physiques des composants semi-conducteurs les plus courants: modèles de recombinaison (Shockley Read Hall), d'ionisation par impact (Pearson et Monte Carlo), ainsi que les modèles de mobilité, et les statistiques de Fermi-Dirac et Boltzmann.

ATLAS permet de simuler le comportement électrique d'un composant semi-conducteur créé et modélisé comme par exemple une diode ou un transistor. Le composant étudié est représenté comme une structure maillée où chaque nœud a des propriétés qui lui sont associées telles que le type de matériau, le type de dopage, la concentration du dopant, etc. Ainsi, pour chaque nœud, la concentration de porteurs, le champ électrique...etc., peuvent être calculés.

Les électrodes sont représentées par des surfaces sur lesquelles les conditions aux limites sont imposées, comme par exemple, les tensions appliquées.

Le schéma bloc des modules utilisés dans la simulation par SILVACO est représenté par la figure III.3.

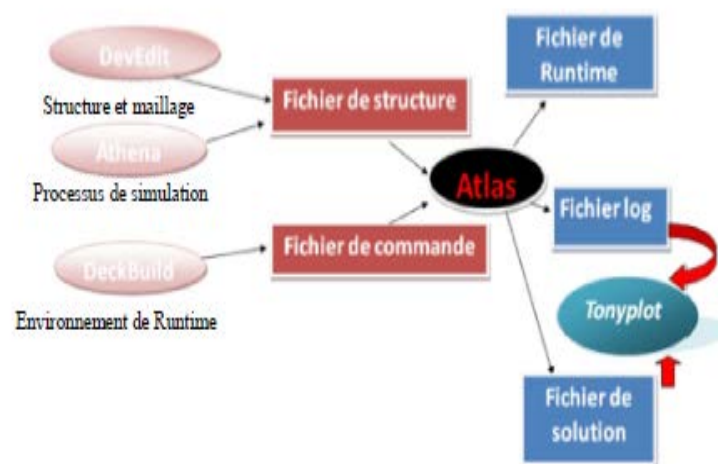


Figure III.3: Schéma synoptique des modules utilisés dans la simulation par ATLAS-SILVACO.

Les paramètres d'entrée de simulation, définissant les différentes étapes technologiques et les phénomènes physiques, sont réalisés avec le module DECKBUILD. La visualisation de la structure et des paramètres de sorti tel que la caractéristique I(V) et les conductances, etc., s'effectue avec le module TONYPLOT.

✓ DECKBUILD

Le DECKBUILD est l'environnement où est défini le programme de simulation à travers des commandes spécifiques. De multiples simulateurs considérés comme des entrées peuvent être utilisés avec le DECKBUILD : ATHENA, ATLAS, SSUPREM3,....Sous cet environnement

nous pouvons visualiser sur une fenêtre d'information (Output Windows) les résultats de simulation tels que les paramètres technologiques (profondeur de jonction, concentration des porteurs) et les paramètres électriques (tension de seuil, courant, etc.).

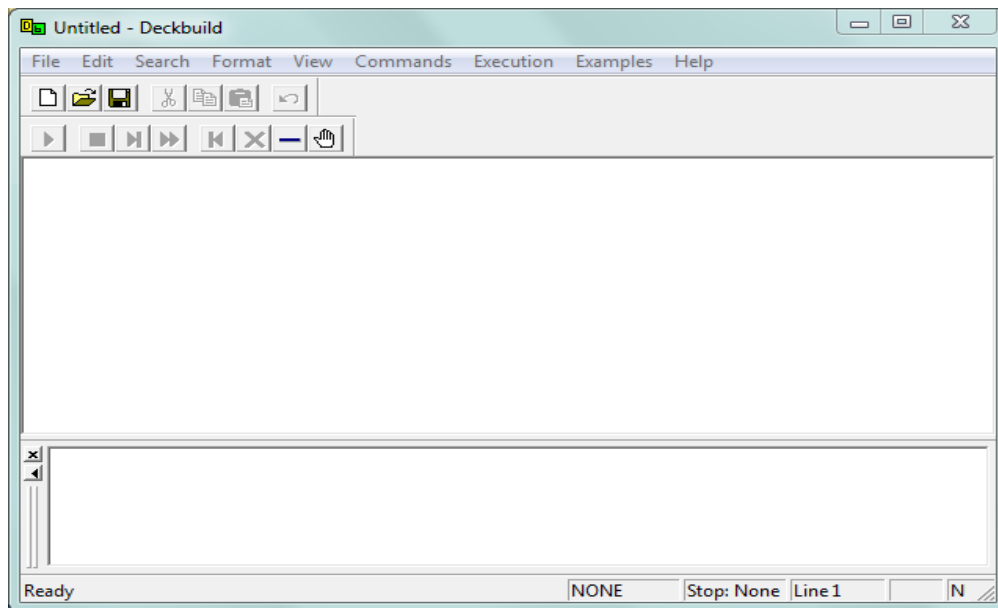


Figure III.4 : l'environnement de Deckbuild.

✓ TONYPLOT

TONYPLOT est L'environnement où sont tracés les résultats des simulations. Il donne des possibilités complètes pour la visualisation et l'analyse des caractéristiques de sortie (structure du composant électronique, profil de dopage, et caractéristiques électriques). Selon le programme de simulation utilisé, TONYPLOT peut donner des caractéristiques de sortie en une, deux ou trois dimensions.

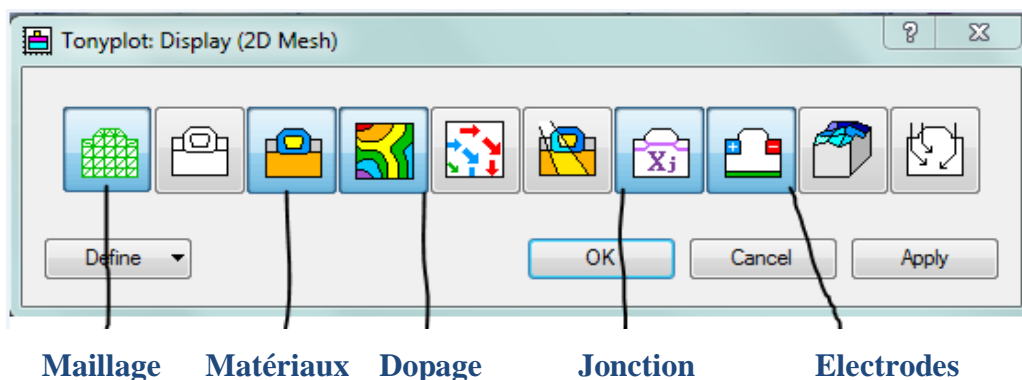


Figure III.5 : l'environnement Tony plot.

Les groupes de commandes utilisés par ATLAS sont indiqués sur le tableau III.1 [10]

GROUPE	PARAMETRE	COMMANDE
Spécification de la structure	-Définition du maillage	MECH
	-Définition des régions	REGION
	-Définition des électrodes	ELECTRODE
	-Définition du dopage	DOPING
Spécification du model et matériaux	-Définition du matériau	MATERIAL
	-Définition du model	MODELS
	-Définition des contacts	CONTACT
	-Définition des interfaces	INTERFACE
Sélection de la méthode numérique	-sélection de la méthode	METHOD
Spécification de la solution	-solution LOG	LOG
	-solution SOLVE	SOLVE
	-solution LOAD	LOAD
	-solution SAVE	SAVE
Analyse des résultats	-Extraction des caractéristiques	EXTRACT
	-Tracer les courbes	TONYPLOT

Tableau III.1: Le logiciel Silvaco en cours d'exécution.

III.4 Différents étapes de simulation

La simulation d'un dispositif semi-conducteur selon ATLAS-SILVACO est faite sous les étapes suivantes :

III.4.1 Spécification de la Structure

La spécification de la structure est effectuée en définissant le maillage, les régions, les électrodes et le niveau de dopage.

III.4.1.a Maillage

Dans un programme ATLAS la première des choses qu'on doit définir est le maillage de la structure « MESH » est la commande qui suit directement la commande de lancement du Simulateur ATLAS « go Atlas », elle définit le maillage au niveau des différentes zones de la structure.

La partie maillage est une série de définition de lignes horizontales puis verticales dans notre étude, le maillage utilisé est à deux dimensions. Par conséquent, seuls les paramètres x et y sont définis. La Figure III.6 montre l'environnement de maillage

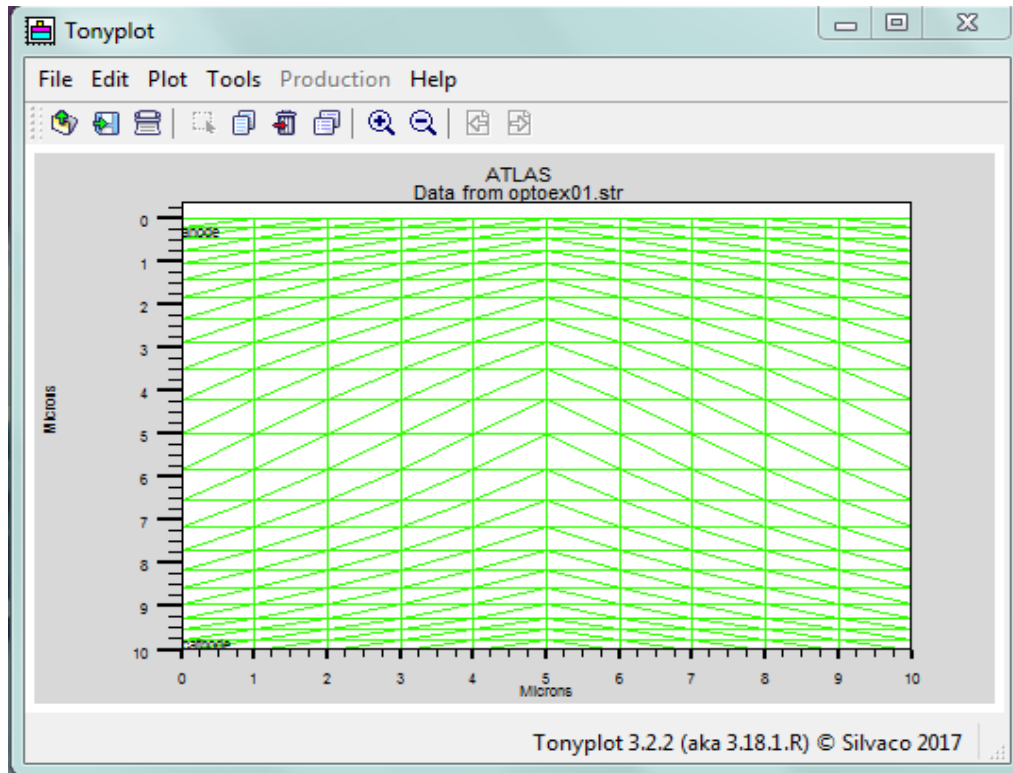


Figure III.6 : l'environnement de maillage.

La précision de la simulation dépend de l'état de la maille. Donc un maillage épais produit une rapide simulation, mais les résultats sont moins précis. Tandis qu'un maillage fin produit un ralentissement de la simulation, mais des résultats plus précis.

Alors le maillage fin est plus intéressant de point de vue résultat dans la simulation.

III.4.1.b Régions

Après la définition du maillage la structure du composant doit être définie en forme de plusieurs régions, Les régions doivent être numérotées du 1 jusqu'au maximum nombre de régions existantes sur la structure. Sur le simulateur Atlas il est possible de représenter jusqu'à 55 régions différentes.

III.4.1.c Electrodes

Les électrodes sont définis de manière qu'ils soient en contact avec les régions semi-conductrices pour cela la commande nécessaire est « ELECTRODE », sous l'environnement SILVACO il est possible d'introduire jusqu'à 50 électrodes sur le même programme. Généralement la forme de l'électrode est aussi rectangulaire et limité par les paramètres x.min, x.max, y.min, y.max. La figure suivant montre une électrode.

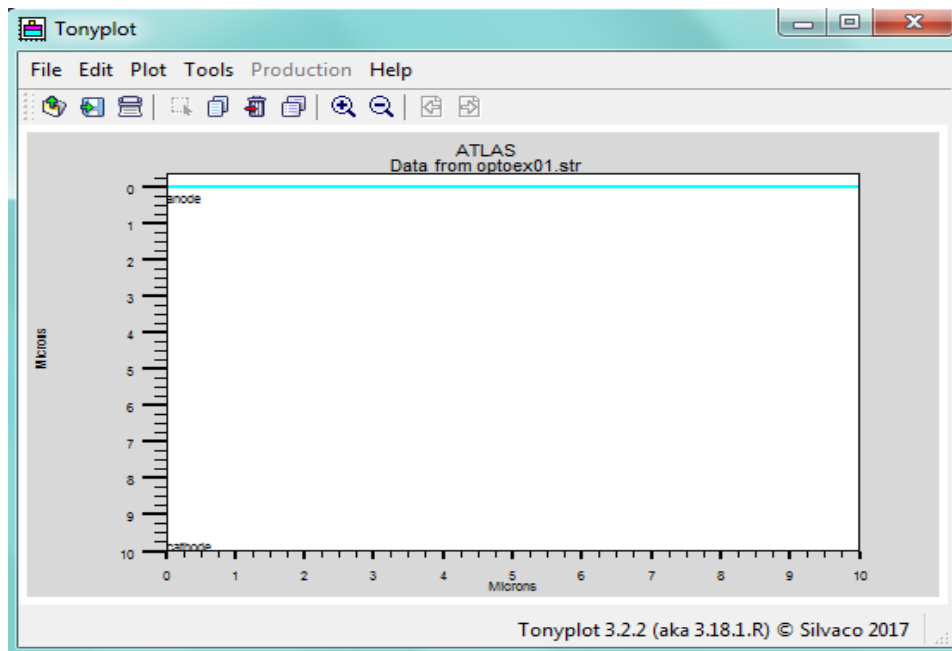


Figure III.7 : Exemple de simulation par ATLAS : Définition des électrodes.

III.4.1.d Dopage

Le dernier aspect de la spécification de la structure qui doit être défini est le dopage. On utilise pour cela la commande « doping ». Le dopage peut être de type N ou P. Le type de distribution peut être uniforme ou gaussien [16].

Le format de la déclaration de dopage dans « Atlas » se présente comme suit:

Dopage< type de distribution >< type de dopant > / < position des paramètres >

Après la définition des différentes caractéristiques structurales telles que le maillage, les dimensions, les électrodes et le dopage. Il reste à préciser les modèles et les contacts.

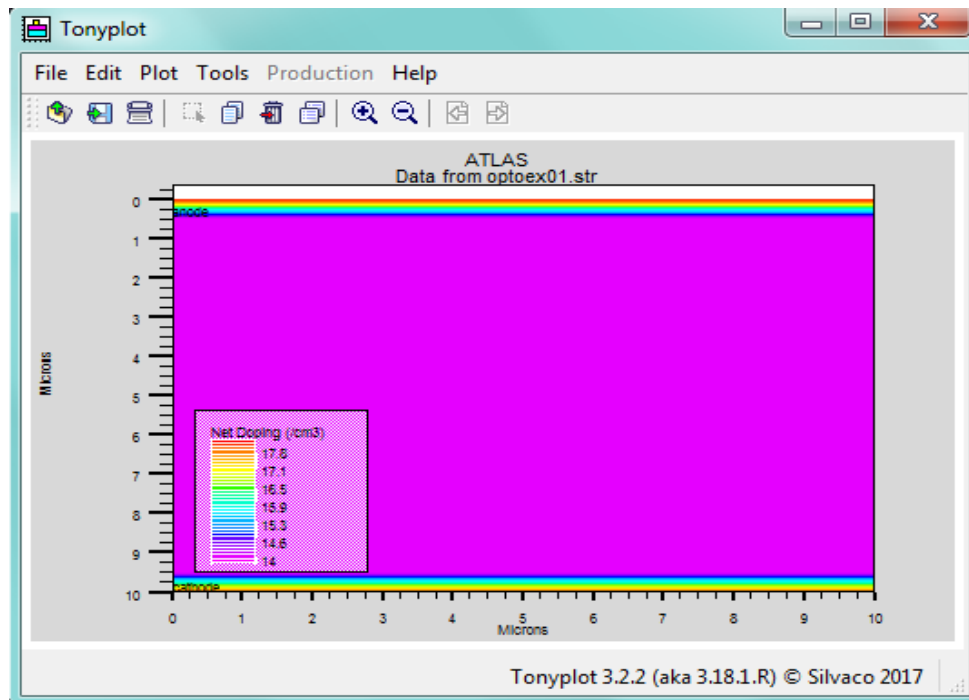


Figure III.8: Définition de dopage.

III.4.1.e Les contacts

La commande CONTACT spécifie le travail de sortie du métal utilisé comme contact pour les électrodes de la structure. Pour des processus de fabrication plus facile le métal est remplacé actuellement par un poly silicium.

III.4.2 Spécification du model et matériaux

III.4.2.a Matériaux

Dans un programme SILVACO il est obligatoire de spécifier le matériau utilisé pour chaque région de la structure. Le matériau peut être déclaré par rapport a son type et a plusieurs autres paramètres comme exemples:

- ✚ la mobilité d'électrons (MUN) et la mobilité de trous (MUP)
- ✚ (TAUN0) et (TAUP0) qui sont les durées de vie d'électrons et de trous respectivement

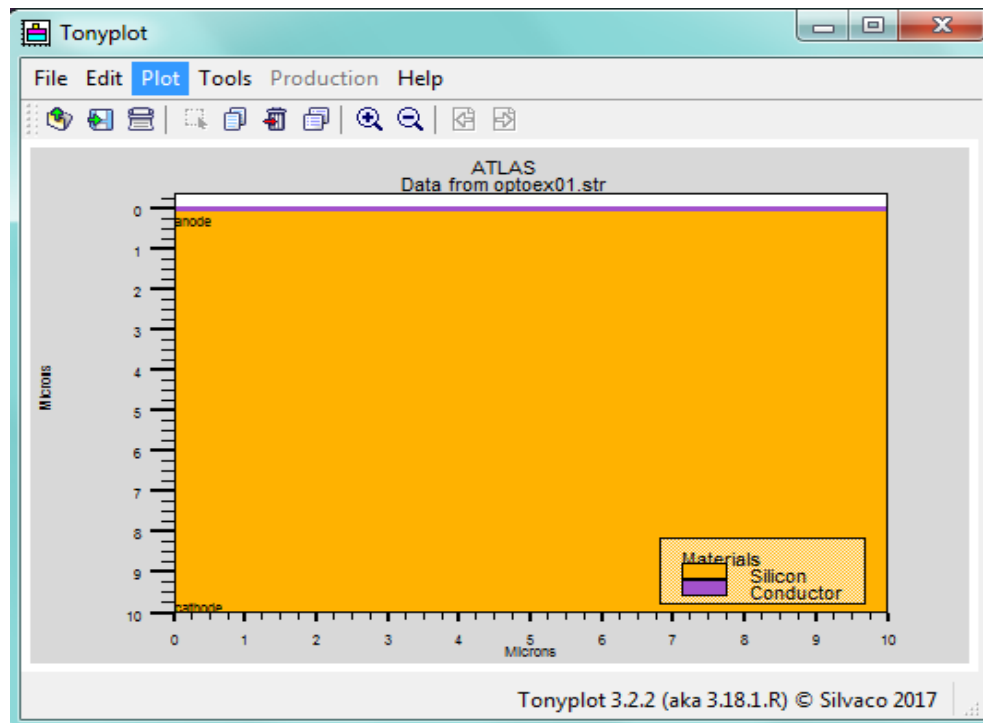


Figure III.9 : Exemple de simulation par ATLAS : Définition des Matériaux.

III.4.2.b Modèles

Le choix du modèle dépend des matériaux choisis pour la simulation. Les modèles sont classés en cinq catégories:

- Mobilités des porteurs de charges
- mécanismes de génération-recombinaison
- les statistiques de transport
- l'ionisation par impact
- l'effet tunnel

Exemple: le modèle de Shockley-Read-Hall pour la recombinaison-génération, tandis que pour la mobilité elle dépend soit du champ électrique parallèle ou de la concentration.

III.4.3 Spécification Méthodes numériques de calcul

Après la précision du modèle de matériau, la sélection de la méthode numérique doit être indiquée. Parmi les différentes méthodes numériques de résolution des systèmes d'équations, trois types de techniques sont utilisées dans ATLAS -SILVACO :

- Méthode de Gummel
- Méthode de Newton
- Méthode des blocs

Pour la méthode de GUMMEL, elle est utilisée pour la résolution des équations à une seule inconnue et des variables fixées constantes, la résolution se fait d'une manière itérative jusqu'à la solution est achevée. La deuxième méthode de NEWTON est la méthode la plus répandue dans les programmes Atlas, elle est utilisée pour résoudre des systèmes d'équations à plusieurs inconnues. La troisième méthode est une combinaison des deux méthodes, elle est utile pour les systèmes d'équation mixtes.

III.4.4 Spécification des Solutions

La spécification des solutions est faite par les instructions suivantes :

Log, Solve, Load et Save.

❖ Log

L'instruction Log est utilisée pour enregistrer toutes les caractéristiques terminales dans un fichier de données.

L'exemple suivant montre un exemple d'utilisation de l'instruction LOG.

Logoutfile = myoutputfile.log

L'exemple montre l'enregistrement de données dans le fichier (myoutputfile.log).

❖ Solve

L'instruction SOLVE suit l'instruction LOG. Cette solution est nécessaire quand aucune solution n'existe au préalable dans le programme. Elle cherche une solution pour un ou plusieurs points de polarisation.

❖ Load et Save

L'instruction LOAD introduit, à partir d'un fichier existant, pour chaque point de polarisation les solutions précédentes en tant que proposition initiale.

L'instruction SAVE permet l'enregistrement de toutes les informations obtenues pour un nœud dans un fichier de sortie.

III.4.5 Analyse des résultats

Les résultats et les informations obtenues par la simulation peuvent être affichés graphiquement avec (TONYPLOT).

Un exemple : photodiode PIN simulé par logiciel SILVACO.

```

# Photodiode PIN
go atlas
Title PIN photodiode simulation example
#
# PIN device description and initial solution
#
# SECTION 1: Mesh Specification
#
mesh space.mult=4.0
#
x.mesh loc=0.0 spacing=0.25
x.mesh loc=10.0 spacing=0.25
#
y.mesh loc=0.0 spacing=0.05
y.mesh loc=5.0 spacing=0.2
y.mesh loc=10.0 spacing=0.05
#
# SECTION 2: Structure Specification
#
region num=1 material=Silicon
#
elec num=1 name=anode x.min=0.0 x.max=10.0 y.max=0.0
elec num=2 name=cathode bottom
#
doping uniform conc=1e14 n.type
doping gaus peak=0.0 char=0.1 conc=1e18 p.type dir=y
doping gaus peak=10.0 char=0.1 conc=1e18 n.type dir=y
#
# SECTION 3: Material Model Specification
#
material taup0=2.e-6 taun0=2.e-6
models srh auger conmob fldmob
#
# SECTION 4: Initial Solution
#
solve init outf=optoex01.str master
tonyplot optoex01.str -set optoex01.set
quit

```

Les différentes étapes de simulation d'une photodiode PIN selon atlas- silvaco

[?] ==> Maillage le premier aspect de la Spécification de la structure {MESH}, utilisé est à deux dimensions avec les paramètres x et y.

[?] ==> **region** (régions) La première région qui corresponde au matériau utilisé dans la photodiode (Silicium).

[?] ==> **elec** (électrode) Définie les deux électrodes qu'ils soient en contact avec la région I (Silicium), l'anode et la cathode, Les paramètres x.min, x.max définissent les lignes verticales, les paramètres y.min, y.max définissent les lignes Horizontales.

[?] ==> **doping** (dopage) le dernier aspect de la spécification de la structure qui doit être défini, Les trois instructions signifient que les régions anode, Silicium et cathode sont uniformément dopée de type n, p, n a une concentration de $10^{14} / \text{cm}^3$, $10^{18} / \text{cm}^3$ et $10^{18} / \text{cm}^3$ respectivement.

[?] ==> Le matériau peut être déclaré par rapport à son type et à plusieurs autres paramètres, ici en déclare par rapport dure durées de vie des trous et d'électrons.

[?] ==> **Solve** Cette Commande sert à calculer les caractéristiques du composant durant l'exécution du programme, Cette solution est nécessaire quand aucune solution n'existe au préalable dans le programme.

III.5 Effet de la fréquence sur

III.5.1 Sur le sur gain en courant

L'évolution du gain en courant dans un diagramme de Bode en fonction de la fréquence de fonctionnement est présentée sur la figure III.10. Au-dessus d'une certaine valeur de fréquence il commence à décroître à partir de sa valeur en régime statique avec une pente théorique de -20dB par décade. L'expression analytique du module du gain en courant :

$$|\beta| = \beta_0 / (1 + \omega^2 \cdot \beta_0^2 \cdot [\tau_B + R_b \cdot (C_{je} + C_{jc})]^2)^{1/2}$$

Pour $|\beta| = 1$ et $\omega = 2\pi f_T$

En simplifiant et en remplaçant β et ω pour l'extraction de f_T .

$$f_T = 1 / (2\pi \cdot \beta_0 \cdot (\tau_B + R_b \cdot (C_{je} + C_{jc})))$$

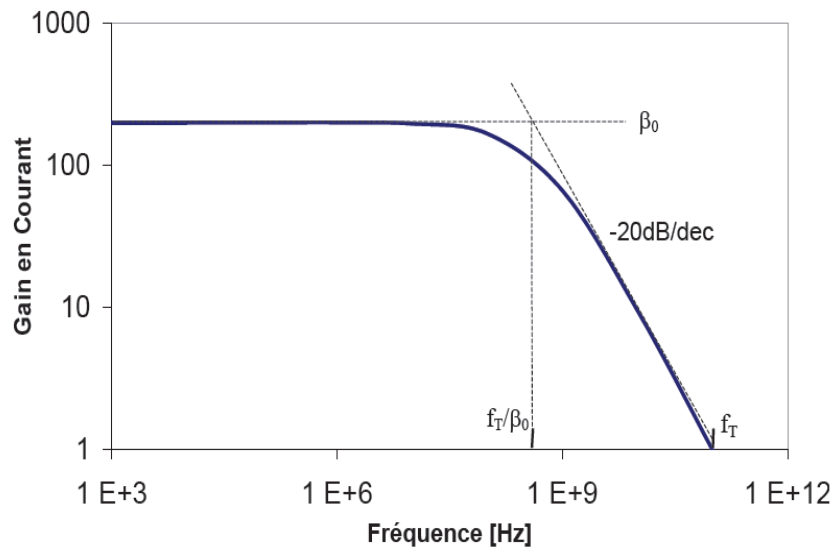


Figure III.10 Evolution du gain dynamique en fonction de la fréquence

Le gain en régime dynamique devient inférieur à 1 et le transistor perd ses fonctions d'amplificateur ou de commutateur.

La décroissance de ce gain est également de 20dB par décade et la fréquence maximale d'oscillation correspond à la fréquence pour laquelle ce gain atteint l'unité 0dB ($f_T=10^{11}$ Hz).

Une première figure de mérite incontournable est la fréquence de transition f_T qui présente la transition pour laquelle l'amplitude du gain dynamique en courant h_{21} du transistor est égale à l'unité (0dB). Elle reflète les performances dynamiques du transistor (en régime de fonctionnement petit signal) et permet d'estimer la gamme de fréquence dans laquelle le dispositif peut être utilisé (utilisation envisageable jusqu'à des fréquences de l'ordre de $f_T/10$, voir $f_T/3$ en étant moins conservateur).

III.5.2 Sur le gain en puissance

Le gain en puissance d'un TBH est généralement limité à fréquence élevée par la présence d'éléments qui forment un filtre du premier ordre. Il peut donc s'écrire en fonction de la fréquence sous la forme générale suivante :

$$G(f) = G_0 / [1 + G_0 (f/f_c)^4]^{1/2}$$

Les paramètres de gain en puissance	Les valeurs
G0	100
fc	10^5 Hz
f	$[1-10^5]$ (Hz)

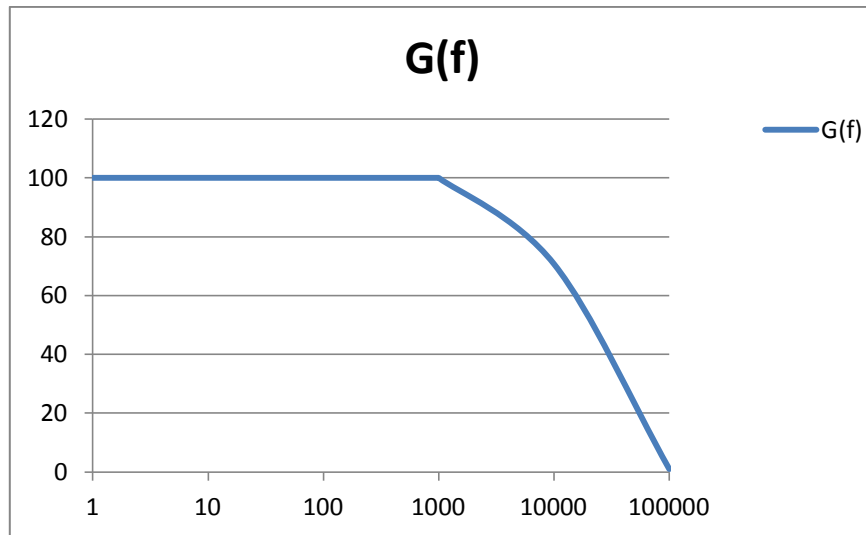


Figure III.11 Evolution de gain dynamique en fonction de la fréquence.

Sur la figure précédente, on remarque que le gain en régime dynamique (h_{21} et U) suit un plateau avant de décroître selon une pente de -20dB par décade, en parallèle à f_T la fréquence d'oscillation maximale est une autre grandeur révélatrice des performances dynamiques du transistor bipolaire. La détermination de la fréquence maximale d'oscillation f_{Max} s'appuie sur l'évolution du gain en puissance du transistor uni-latéralisé.

La décroissance de ce gain est également de 20dB par décade et la fréquence maximale d'oscillation correspond à la fréquence pour laquelle ce gain atteint l'unité ($f_{\text{max}}=10^5\text{Hz}$). La fréquence maximal d'oscillation est la fréquence pour laquelle le transistor devint passif, elle s'extrait de la même manière que la fréquence de transition par extrapolation de la pente à -20dB par décade jusqu'à 0dB .

Interprétation

Le gain en courant dynamique est défini par la dérivée partielle du courant de collecteur (I_C) par rapport au courant de base (I_B).

$$\beta = (d I_C / d I_B)$$

Ce rapport égal au coefficient H_{21} des paramètres hybrides du transistor. La fréquence de transition est la fréquence pour laquelle le gain en courant est égal à l'unité. L'évolution du gain en courant avec la fréquence est donnée dans la figure III.10, où le module du gain en courant est présenté en décibels.

L'expression analytique du module du gain en courant :

$$|\beta| = \beta_0 / (1 + \omega^2 \cdot \beta_0^2 \cdot [\tau_B + R_b \cdot (C_{je} + C_{jc})]^2)^{1/2}$$

Pour un transistor bipolaire ayant une base plus fine qu'un dixième de la longueur de diffusion, $\alpha_T \approx 1$ et le gain en courant est déterminé entièrement par l'efficacité d'injection.

$$\beta_0 = \gamma / (1 - \gamma) = (D_{nb} n_{0b} L_{pe}) / (D_{pe} p_{0e} L_{nb}) \coth(W/L_{nb}) - N_D / N_A \cdot (1/W)$$

Pour $|\beta| = 1$ et $\omega = 2\pi f_T$

En simplifiant et en remplaçant β et ω pour l'extraction de f_T .

$$f_T = 1 / (2\pi \cdot \beta_0 \cdot (\tau_b + R_b \cdot (C_{je} + C_{jc})))$$

$$f_T = 1 / (2\pi \cdot \tau_{ec})$$

τ_{ec} : Le temps de transit des porteurs dans le transistor qui détermine la fréquence de transition du transistor bipolaire.

Le temps de transit des porteurs peut être décomposé en une somme de termes élémentaires, qui caractérisent le temps de transit des porteurs, au travers de chaque région du transistor.

$$\tau_{ec} = \tau_e + \tau_b + \tau_{eb} + \tau_{bc}$$

$$\tau_{ec} = (W_B^2 / 2D_{nB}) + (L_{pE} \cdot W_B / D_{nB}) \cdot (N_{aB} / N_{dE}) + (W_{BC} / 2 \cdot V_{sat})$$

La dégradation des performances fréquentielles est due à une dégradation des temps de transit dans la base et dans la zone dépeuplée de la jonction collecteur-base avec $\tau_b = W_B^2 / 2 \cdot D_{nB}$.

τ_b est d'autant plus petit que la base est fine et que la vitesse de déplacement des porteurs dans ce dernier est important donc la mobilité augmente toute réduction de ce paramètre sera favorable à une réduction du temps de transit total et donc à une augmentation de la fréquence de transition.

D'autre part, le gain en puissance d'un transistor dépend du gain en courant. Ainsi, la fréquence maximale d'oscillation (f_{MAX}), qui caractérise la fréquence à laquelle le gain en puissance devient nul est dépendante de la fréquence de transition.

$$f_{MAX} = (f_T / (8\pi R_B C_{jc}))^{1/2}$$

$$R_B = (\rho / W_B)$$

$$\rho = 1/\sigma = 1/\sigma = 1/q(n\mu_n + p\mu_p)$$

$$R_B = 1/W_B \cdot q(n\mu_n + p\mu_p).$$

ρ représente la résistivité de la base. Pour un même dopage de la base et donc pour une même résistivité toute réduction de la largeur de la base, a pour effet d'augmenter la résistance. En revanche, pour une même largeur de la base toute diminution de la résistivité donc toute augmentation du dopage de base, a pour effet de réduire la résistance de la base.

$$C_{jc} = (q\epsilon_0\epsilon_r N_c / 2V_j)^{1/2}$$

D'après cette relation, toute diminution du dopage de collecteur se traduit par une diminution de la capacité base -collecteur. Ainsi, pour optimiser la fréquence d'oscillation maximale f_{max} , il est nécessaire de minimiser la résistance R_B ainsi que la capacité de la jonction base collecteur C_{jc} .

III.5.3 Sur la fraction de germanium dans la base

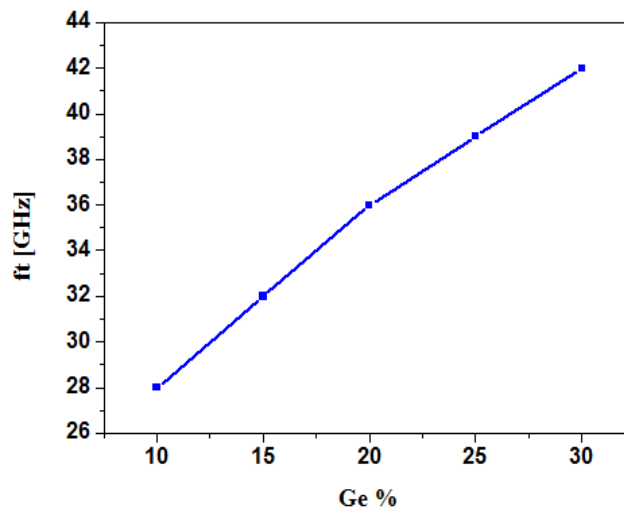


Figure III.12 Fréquence de coupure en fonction du pourcentage de Ge.

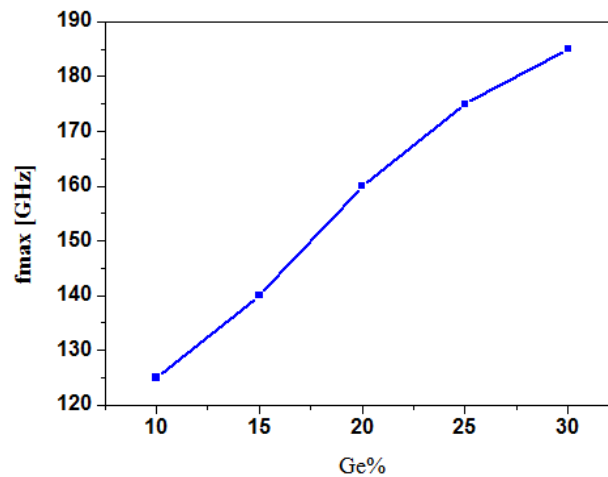


Figure III.13 Fréquence d'oscillation maximale en fonction du pourcentage de Ge.

Les figures III (12et13) présente la fréquence de coupure et d'oscillation pour un transistor bipolaire à hétérojonction. Le transistor bipolaire à hétérojonction SiGe présente de meilleures performances fréquentielles. Dans ce cadre, on observe une augmentation relative de la fréquence de coupure et d'oscillation en fonction du taux de Germanium. Les raisons de cette amélioration sont dues à la diminution des temps de transit par l'augmentation du transport balistique des porteurs dans la base.

Le profil graduel du Ge crée un pseudo champ électrique accélérateur au niveau de la base, qui a pour conséquence une accélération des électrons injectés dans la base, qui voient alors leur temps de transit réduit.

	10% (Ge)	20% (Ge)	30% (Ge)
f_T	28 Ghz	36 Ghz	43 Ghz
f_{max}	125 Ghz	160 Ghz	185 Ghz

Conclusion

D'après l'étude simplifiée sur le logiciel ATLAS-SILVACO on conclut que c'est un logiciel complet pour la simulation des comportements des composants semi-conducteurs. Dans cette partie, nous avons présenté le principe de fonctionnement, les performances, le module des simulations spécialement ATLAS. L'environnement où est défini le programme de simulation (DECKBUILD), et l'outil de visualisation (TONYPLOT) du logiciel TCAD-SILVACO.

Dans ce chapitre, nous avons simulé le transistor HBT à base de SiGe et étudié quelques caractéristiques statiques et dynamiques (gain) d'un composant par SILVACO.

Cette partie a également permis d'étudier le comportement dynamique du transistor la fréquence de transition, la fréquence maximale d'oscillation. Cette dernière joue un rôle important lors de la caractéristique dynamique d'un transistor HBT, cette fréquence dépend fortement de la résistance de base R_b , de la capacité base collecteur C_{jc} et du délai total émetteur collecteur à travers la fréquence de transition f_T .

Pour l'améliorer f_{max} il est nécessaire de minimiser la résistance (R_B) c'est-à-dire pour une même largeur de la base toute diminution de la résistivité qui est due à l'augmentation de la mobilité donc toute augmentation du dopage de base, a pour effet de réduire la résistance de la base, ainsi que la réduction de la capacité (C_{jc}), la fréquence de transition est caractérisé par le temps de transit total (τ_{ec}) qui doit être réduit, ce qui fait l'augmentation de cette dernière.

Une hétérojonction SiGe peut surmonter le problème de désaccord de maille si le pourcentage de Ge ne dépasse pas 30%, qui permettent d'avoir aussi de meilleures performances fréquentielles. La fréquence de transition f_T obtenue est de 43 GHz et la fréquence maximale d'oscillation 185 GHz.

SILVACO reste très performant pour l'étude des transistors à hétérojonction et leurs caractéristiques.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire se place dans le cadre de caractérisation et simulation du transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe en hautes fréquences. Il s'attache plus particulièrement à l'identification de l'influence de la fréquence et certains paramètres technologiques (dopage, fraction de germanium dans la base) sur les paramètres électrique à savoir le gain (statique, dynamique).

Le premier chapitre a proposé un aperçu général sur le transistor bipolaire tout silicium et son fonctionnement et les limites de la technologie à homojonction.

Le deuxième chapitre qui constitue le cœur de ce travail a montré l'étude théorique sur 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.

Dans le troisième chapitre, nous avons présente dans la première partie de ce chapitre le simulateur TCAD-SILVACO. Nous avons ensuite mis au point, à travers un ensemble de modèles physiques sur lesquels est basé le logiciel, la simulation électrique du composant réalisés par ATLAS, dans le but de confirmer les modifications apportées qui influent avantageusement sur les paramètres électriques des HBT.les résultats obtenus sont satisfaisants en terme de valeurs pour le gain pour des différents dopages et fractions de germanium contenues dans la base.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons mis en évidence les effets de la fréquence sur le gain en courant, le gain en puissance et l'impact du taux de Germanium dans la base sur les performances fréquentielles (f_T, f_{max}).

#Le Programme

```
go athena
# SiGe HBT simulation

# Establish initial grid and substrate material

line x location=0.0 spacing=0.08
line x location=0.5 spacing=0.05
line x location=0.7 spacing=0.05
line x location=1.2 spacing=0.08
line x location=2.2 spacing=0.18
#
line y location=0.0 spacing=0.01
line y location=0.1 spacing=0.02
line y location=0.5 spacing=0.05
line y location=0.8 spacing=0.15
#
init silicon c.phos=2e16

structure outf=tmp1.str

init inf=tmp1.str flip.y
implant phos energy=60 dose=3e15

diffuse time=5 temp=1000
struct outf=temp
init inf=temp flip.y

# Deposit Silicon germanium with composition fraction 0.2 for
base

deposit sige thick=.1 divis=12 ydy=0.05 dy=0.02 c.frac=0.2
c.boron=1e15

implant boron energy=10 dose=1.0e13

# Deposit silicon for the emitter

deposit silicon thick=0.2 divis=10 ydy=0.08 dy=0.04
c.phos=1.e15

implant boron energy=12 dose=3e14

diffuse time=0.5 temp=920

# Mask and implant the emitter
deposit photo thick=.5 divis=5
etch photo left pl.x=0.5
```

```

#implant phos energy=40 dose=6e15
implant phos energy=38 dose=6e15

diffuse time=5 temp=920
strip

# Deposit and pattern the contact metal

deposit aluminum thick=0.05 div=1

etch aluminum start x=0.5 y=10.
etch          cont  x=0.5 y=-10.
etch          cont  x=1.2 y=-10.
etch          done  x=1.2 y=10.

# Define the electrodes
electrode     name=emitter x=0.0
electrode     name=base    x=2.0
electrode     name=collector backside

# Define impurity characteristics in each material

impurity i.boron acceptor sigc
impurity i.phos  donor    sigc

structure outfile=hbt_0.str

go atlas

# Material parameter and model specification

material material=Si    taun0=1e-7 taup0=1e-7
material material=SiGe taun0=1.e-8 taup0=1.e-8
model      bgn  consrh  auger fldmob conmob

# Initial solution

solve init

# NB.
# vc means a voltage on electrode c which is the collector.
# vb means a voltage on electrode b which is the base.

solve vc=0.0001
solve vc=0.001
solve vc=0.01
solve vc=0.1
solve vc=2

solve vb=0.0001

```

```

solve vb=0.001
solve vb=0.01
solve vb=0.1
solve vstep=0.05 vfinal=0.4 electrode=b

log outf=hbt_IV.log

solve
solve vstep=0.05 vfinal=1.5 electrode=b

save outfile=hbt_IV.str
tonyplot hbt_IV.str
tonyplot hbt_IV.log -set hbt_gummel.set
tonyplot hbt_IV.log -set hbt_IV_dccurrentgain.set

extract init infile="hbt_IV.log"
extract name="Ic" y.val from curve(v."base",i."collector")
where x.val=1.5
extract name="Ib" y.val from curve(v."base",i."base") where
x.val=1.5
extract name="betamax" $Ic/$Ib

# Frequency analysis

go atlas

solve previous

solve vc=0.0001 ac freq=1e6
solve vc=0.001 ac freq=1e6
solve vc=0.01 ac freq=1e6
solve vc=0.1 ac freq=1e6
solve vc=0.5 ac freq=1e6
solve vc=0.75 ac freq=1e6
solve vc=1.0 ac freq=1e6

solve vb=0.0001 ac freq=1e6
solve vb=0.001 ac freq=1e6
solve vb=0.01 ac freq=1e6
solve vb=0.1 ac freq=1e6
solve vb=0.5 ac freq=1e6
solve vb=0.75 ac freq=1e6
solve vb=1.0 ac freq=1e6

log outf=hbt_freq.log gains inport=base outport=collector
width=50

solve vb=1.0 vc=1.0 vstep=0.025 electrode=bc ac \
freq=1 fstep=10 nfstep=7 mult.freq
solve vb=1.0 vc=1.0 vstep=0.025 electrode=bc ac freq=2e7
solve vb=1.0 vc=1.0 vstep=0.025 electrode=bc ac freq=4e7

```

```
solve vb=1.0 vc=1.0 vstep=0.025 electrode=bc ac freq=6e7
solve vb=1.0 vc=1.0 vstep=0.025 electrode=bc ac freq=3e8
solve vb=1.0 vc=1.0 vstep=0.025 electrode=bc ac freq=4e8
solve vb=1.0 vc=1.0 vstep=0.025 electrode=bc ac freq=5e8
solve vb=1.0 vc=1.0 vstep=0.025 electrode=bc ac freq=6e9
solve vb=1.0 vc=1.0 vstep=0.025 electrode=bc ac freq=7e9
solve vb=1.0 vc=1.0 vstep=0.025 electrode=bc ac freq=8e9
solve vb=1.0 vc=1.0 vstep=0.025 electrode=bc ac freq=1e10
```

```
tonyplot hbt_freq.log -set hbt_freq_accurrentgain.set
```

```
quit
```

Références Bibliographiques

- [1] **Jérémy RAOULT** << Etude Et Modélisation De Transistors Bipolaires A Hétérojonction SiGe Application A La Conception D'oscillateurs Intègres Radio fréquences >>, Thèse de doctorat, L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 16 décembre 2003.
- [2] **Virginie NODJIADJIM** << Transistor bipolaire à hétérojonction submicronique pour circuits numérique ou mixtes ultra-rapides>>, thèse de doctorant, Université Lille I Science Et Technologies, 8 avril 2009.
- [3] **Alaa SALEH** <<Caractérisation en impulsions étroites et modélisation de transistors bipolaires à hétérojonction en technologie InP>>, Thèse de doctorat, 14 Décembre 2009.
- [4] **Amine HAMROUN** << Chapitre III, Caractérisation De Transistor à hétérojonction GaAs>>, université Tlemcen.
- [5] **Benoit BARBALAT** << Technologie et Physique de Transistors Bipolaires à Hétérojonction Si/SiGeC Auto alignés tr`es Hautes Fréquences >>, Thèse de doctorat, UNIVERSITE PARIS-SUD XI Faculté des Sciences d'Orsay, 22 décembre 2006.
- [6] **Grégory AVENIER** <<Développement et étude de transistors bipolaires à hétérojonctions Si/SiGe verticaux sur substrats SOI minces>>, Thèse de doctorat, L'Université De Bordeaux I, 5 octobre 2006.
- [7] **Thomas LACAVE** <<Transistor Bipolaire Si/Sige:C En Nœud CMOS Avancé Pour Applications (Sub)-Milimétriques>>, Thèse de doctorat, L'université des Sciences et Technologie de Lille, 13décembre 2011.
- [8] **Manel BOUHOUCHE** << Etude de l'influence des défauts technologie sur les caractéristiques électriques des transistors bipolaires à HBT>>, Thèse de doctorat, Université Mentouri – Constantine, 21juin 2006.
- [9] **Maya LAKHDARA** << Etude de Composants Semi-conducteurs Réalisés en Technologie CMOS Dédiés à la Radio Fréquence>>, Thèse de doctorat, UNIVERSITE MENTOURI – CONSTANTINE, 16 / 11 / 2009.
- [10] **Malek GASSOUMI** << Etude des défauts électriquement actifs dans les composants hyperfréquences de puissance dans les filières SiC et GaN>>, Thèse de doctorat, INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE LYON ,12 Juin 2006.

[11] Anthony COUSTOU << CONCEPTION ET CARACTERISATION DE CIRCUITS INTEGRES EN TECHNOLOGIE BICMOS SIGE POUR APPLICATION DE TELECOMMUNICATION EN BANDE X >>, Thèse de doctorat, l'Université Paul Sabatier de Toulouse, 21 décembre 2001.

[12] BENAHMED BENABDALLAH Nadia << Propriétés Physiques Des Semi-conducteurs (Si Monocristallin et Ge) et Simulation des cellules solaires à Base de Si et SiGe >>, Thèse de magister, Université Abou Bekr Belkaid-Tlemcen, Juillet 2006.

[13] Yazid BEDDIAFI << Modélisation d'un transistor MESFET en GaAs en utilisant le simulateur atlas-silvaco >>, Université Mohamed Khider – Biskra, 03 juillet 2013.

[14] ELFATIMI Hicham << Étude et réalisation de Transistors Bipolaires à Hétérojonction InP/GaAsSb/InP reportés sur substrat hôte pour application à la puissance >>, Thèse de doctorat, Université De Limoges, 30 Octobre 2008.

[15] KEBIB ABDELAZZIZ << Etude et simulations d'un transistor MOS vertical >>, Université Abou-Bekr Belkaïd-Tlemcen, janvier 2013.

[16] KAGHOUCHE Bessem << ETUDE PAR TCAD-SILVACO D'UNE STRUCTURE MOS POUR LA REALISATION DE CAPTEURS ISFET : PARAMETRES TECHNOLOGIQUES ET ELECTRIQUES >>, Université Mentouri – Constantine, 17 Mai 2010.

[17] DAHMANE Khalida << Étude et simulation d'un transistor AlGaIn/GaN HEMT >>, Université Med Khider Biskra.

[18] A. CAZARRE, N. NOLHIER, F.MORANCHO, P. AUSTIN, P.CALMON << Initiation à la simulation bidimensionnelle Environnement SILVACO (ATHENA – ATLAS) >>, Université Paul SABATIER TOULOUSE III Atelier Inter Universitaire de Microélectronique, 2005.

[19] TARARBIT ABDERAHMANE << Etude De Comportement Des HBT En Hautes Fréquences >>, Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou, 2014.

Résumé

Ce travail a pour objet la présentation des deux grandes familles de transistors :
Le transistor bipolaire, transistor bipolaire à hétérojonction.

Et consiste en la présentation des différents types de transistor, tels que le transistor bipolaire et en particulier les HBT (transistor bipolaire à hétérojonction), L'utilisation de l'hétérojonction a permis de dépasser les limites du transistor (Les limitations fréquentielles du BJT).

Mots clés :

BJT, HBT, Hyperfréquences, Atlas SILVACO.