

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

Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou



Faculté De Génie Electrique Et D'informatique
DEPARTEMENT D'AUTOMATIQUE

**Mémoire de Fin d'Etudes
De MASTER ACADEMIQUE**
Spécialité : **Génie Microélectronique**

Présenté par :
TARARBIT ABDERAHMANE

Thème

**Etude de comportement des HBT en
hautes fréquences**

Devant le jury :

Mr K.HEMMOUCHE	Professeur	Président	UMMTO
Mr A.BENFDILA	Professeur	Promoteur	UMMTO
Mr A.LAKHELF	Maitre Assistant	Examineur	UMMTO
Mr M.GOUDJIL	D. Chercheur	Examineur	CDTA

Première Promotion 2014

Remerciements

Louange à DIEU qui ma comblé de faveurs, et apporté son aide a fin de réaliser le travail exposé tout le long de ce mémoire.

Je tien à remercier vivement mon promoteur monsieur Arezki BENFDILA, responsable de la formation, je lui exprime aussi toute ma reconnaissance pour sa compréhension, aidé et conseillé dans les moments difficiles, ainsi son dynamisme et sa collaboration tout au long de ce mémoire. Que cet espace le prenne à témoin tout en lui révélant l'expression de mon profonde gratitude.

Mes vifs remerciements vont aussi à monsieur MOKDAD, monsieur LAKHLEF et monsieur KANANE et tous le groupe micro-électronique ainsi aux membres de jury qui ont accepté aimablement d'examiner et de juger mon travail, je leur fais honneur de respect.

Je tien également à remercier tous ceux qui ont contribué de loin ou de près à la réalisation de ce travail.

DEDICACES



Je dédie ce travail à ...

Je dédie ce modeste travail comme fruit de toutes mes études :

-A ma très chère mère et mon très cher père, qui ont passé des nuits longues pour mon bonheur et qui se sont fatigués pour mon repos, qui m'ont encouragé à aller au bout de mes objectifs et qui m'ont accompagné durant toutes mes années d'études, et dans les moments difficiles, qui ont prié pour mon succès et mon bonheur. Jamais je ne pourrai vous remercier suffisamment pour tout ce que vous avez fait pour moi.....Que dieu le tout puissant vous préserve, vous donne la santé, le bonheur et une longue vie.

-A mes frères et Sœurs

-A ma grand-mère très chère à mes yeux,

-A mes confrères et consœurs,

-A tous mes amis, avec lesquels j'ai passé d'agréable moment tout au long de mon cursus.

Abderahmane TARARBIT

SOMMAIRE

Table des matières

Introduction générale	01
-----------------------------	----

Chapitre I Du transistor à homojonction Si au transistor à hétérojonction SiGe

I. Préambule à l'étude de transistor bipolaire a hétérojonction	04
I.1 Evolution historique du transistor bipolaire.....	04
I.1.1 Des tubes à vide triodes au transistor bipolaire.....	04
I.1.2 La venue du silicium.....	05
I.1.3 L'apport de l'hétérojonction.....	05
I.2 : Régime statique.....	06
I.3 : Le transistor bipolaire réel.....	09
I.3.1 Bilan simplifié des courants circulants dans le transistor.....	09
I.3.2 le gain en courant	11
I.3.3 Effets parasites du transistor bipolaire.....	12
I.4 : Régime dynamique.....	15
I.4.1 Temps de transit	15
I.4.2 Fréquence de coupure.....	17
I.4.3 : Paramètres S.....	20
I.5.les limites du transistor bipolaireà homojonction.....	22
I.6.Synthèse.....	23
I.7. Intérêt et développement du matériau SiGe.....	24

Chapitre II Le transistor à hétérojonction SiGe HBT

II.1 Introduction.....	27
II.2 Alliage SiGe	27
II.2.1 Propriétés cristallines du SiGe	27
II.2.2 L'épaisseur critique	29
II.2.3 : Largeur de la bande interdite de l'alliage SiGe	29
II.2.4 : Alignement des bandes d'énergie	30

II.3 : Etat de l'art des HBT SiGe	31
II.4 : Principe de fonctionnement du HBT	32
II.5. Les différents profils de germanium	33
II.5.1. Profil constant.....	34
II.5.2. Profil graduel.....	35
II.6. la fréquence de coupure.....	36
II.7. La technologie BiMOS.....	36
II.8. Domaines d'applications	37

CHAPITRE III Simulation de transistor HBT à base de SiGe avec SILVACO

III.1. Introduction	39
III.2. Histoire de la Technologie CAD « TCAD »	39
III.3. Présentation du logiciel TCAD-SILVACO	39
III. 4. Logiciel de simulation « Silvaco-Atlas »	41
III.4.1 Structure de fichier d'entrée	42
III.4.2. Spécification de la structure étudiée	43
III.5. Méthodes numérique à sélectionner	45
III .6. Spécification de Solution	45
III.7. Analyse des résultats	46
III.8. Resultat de simulation sous silvaco Atlas	46
III.9. Influence de la variation du dopage	47
III.9.1. sur le gain statique	48
III.9.2.Infleunce sur le gain en puissance (U)	48
III.10. Influence de la fraction de germanuim dans la base	50
II.10.1. Sur le gain statique	50
III.10.2. Sur le gain dynamique	51

Conclusion Générale

Bibliographie

Annexe

Notations

A

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

α_B Facteur de transport dans la base

B

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

Base intrinsèque Correspond à la couche déposée durant l'épitaxie de la base

Base neutre Zone de base comprise entre les zones de charge d'espace émetteur/base et base/collecteur (généralement plus étroite que la base intrinsèque)

BiCMOS Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor : technologie associant un type de transistor bipolaire (généralement de type npn)

avec les transistors MOS de type p et n

BJT transistor bipolaire a homojonction

C

C_{jC} Capacité de la jonction base/collecteur

C_{jE} Capacité de la jonction émetteur/base

D

ΔE_G Différence d'énergie de bande interdite entre l'émetteur et la base

$\Delta E_{G_{SiGe}}$ Différence d'énergie de bande interdite entre l'émetteur et la base pour un transistor Si/SiGe (correspond à la réduction d'énergie de bande interdite due à l'introduction du germanium)

D_n, D_p Coefficient de diffusion des électrons, trous
 D_{ne} Coefficient de diffusion des électrons dans l'émetteur
 D_{nb} Coefficient de diffusion des électrons dans la base
 D_{pb} Coefficient de diffusion des trous dans la base
 D_{pe} Coefficient de diffusion des trous dans l'émetteur

F

f_T Fréquence de transition (fréquence de fonctionnement pour laquelle le gain en courant du transistor vaut 1)
 f_{max} Fréquence maximale d'oscillation (fréquence de fonctionnement pour laquelle le gain en puissance du transistor vaut 1)

H

h_{21} Gain en courant du transistor bipolaire en régime dynamique
HBT Transistorbipolara Heterojunction

I

I_B Courant de base
 I_{rd} Composante du courant de base due aux recombinaisons électrons/trous
 I_C Courant collecteur
 I_{Cn0} Courant de saturation d'électrons
 I_{Cp0} Courant de saturation des trous
 I_E Courant d'émetteur

J

J_n, J_p Densité de courant d'électrons, de trous

L

L_E Longueur de l'émetteur

M

μ_n, μ_p Mobilité des électrons, trous

N

N_C Densité d'états effective dans la bande de conduction

N_V Densité d'états effective dans la bande de valence

Q

q Charge élémentaire ($1,6 \cdot 10^{-19} \text{C}$)

Q_E Charge formée par les électrons dans l'émetteur

Q_{EB} Charge accumulée à la jonction émetteur/base

Q_{BC} Charge accumulée à la jonction base/collecteur

Q_B Charge formée par les trous dans la base

Q_F Charge totale formée par les porteurs minoritaires dans le transistor

R

R_B Résistance de base

R_E Résistance de l'émetteur

R_C Résistance du collecteur

S

SiGe Alliage silicium-germanium

T

T Température absolue (en Kelvin)

τ_B Temps de transit dans la base

τ_E Temps de transit dans l'émetteur

τ_{BC} Temps de transit dans la zone de charge d'espace base/collecteur

τ_{EB} Temps de transit dans la zone de charge d'espace émetteur/base

τ_F Temps de transit total défini par $\tau_F = Q_F / I_C$

V

V_{AF} Tension d'Early

v_{sat} Vitesse de saturation

W

W_B	Épaisseur de la base neutre
W_E	Épaisseur de l'émetteur. Elle correspond à la distance entre la base et le contact émetteur
W_{BC}	Étendue de la zone de charge d'espace à la jonction base/collecteur
ω_E	Largeur de la fenêtre émetteur

Z

Z.C.E	Zone de charge d'espace
-------	-------------------------

INTRODUCTION
GENERALE

Introduction Générale

De nos jours, l'industrie micro-électronique est dominée (plus de 95%) par les dispositifs sur silicium [04]. La pureté du matériau, la finesse et le contrôle des procédés permettent au silicium de repousser toujours plus les limites technologiques qu'on lui prédit, et de poursuivre ainsi, depuis des décennies, la croissance des performances électriques et physiques des composants.

Le silicium est aujourd'hui incontournable dans le développement de l'industrie semi-conducteur. 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.

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

Les premiers transistors à hétérojonctions, obtenus par épitaxie par jet moléculaire, datent de 1978 pour la première réalisation en GaAs et de 1987 pour le premier TBH SiGe.

Il y a à peine une quinzaine d'années les applications analogique et hyper-fréquence étaient exclusivement adressées par des technologies III-IV (GaAs, InP, ...) intégrant des transistors bipolaires à hétérojonctions ou des MESFET (MEtal Semiconductor Field Effect Transistor). Les transistors bipolaires réalisés avec de l'InP atteignent des fréquences de fonctionnement supérieures au Téra hertz pour f_{MAX} et de 0,5 THz pour f_t [02]. Cependant, ces circuits sont produits en faible quantité et les coûts élevés de fabrication restent un frein à leur développement à grande échelle. D'un autre côté, les circuits logiques complémentaires tels que les microprocesseurs, réalisés avec des technologies CMOS, ont connu une expansion fulgurante. En effet, réalisables sur des substrats silicium adaptés à la production industrielle, ces technologies ont pu rapidement être produites en gros volume à des faibles coûts.

Ainsi, les circuits que l'on trouve dans les téléphones portables ou dans les disques durs par exemple associent généralement des transistors MOS et bipolaire de type npn afin de cumuler leurs avantages respectifs. C'est la technologie BiCMOS (Bipolar CMOS).

Cependant, l'émergence de nouvelles applications, pour certaines, grand public (modules Wifi ou GPS placés dans les téléphones mobiles), induit des contraintes de coût et d'encombrement de plus en plus importantes. 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 intègrent sur une même puce des composants de type bipolaire et de type MOS. Elles allient ainsi les avantages de ces deux composants qui sont de fortes fréquences de fonctionnement et un faible niveau de bruit à basse fréquence pour le HBT, une haute densité d'intégration et une très faible consommation pour le transistor MOS. Au fur et à mesure de l'amélioration des performances fréquentielles des transistors bipolaires, les domaines d'application, jusqu'ici exclusivement réservés aux technologies III-IV, peuvent alors être adressés par des technologies tout silicium. La course aux performances lancée par les différents acteurs du marché, marquée par l'introduction du germanium (ingénierie de structure de bande), a permis d'atteindre des fréquences de transition de 300GHz puis de 400GHz pour la fréquence de transition du gain en courant f_T et supérieure à 300 GHz pour la fréquence maximale d'oscillation f_{MAX} [02].

En parallèle, la réduction de la longueur de grille des transistors MOS a conduit à une augmentation des fréquences de fonctionnement de ces transistors, atteignant 200 GHz pour le nœud technologique 65 nm (300 GHz en 32 nm) [02]. En dépit de l'augmentation des performances fréquentielles des composants MOS, le transistor bipolaire demeure plus performant pour des applications millimétriques. En effet, en plus de présenter des fréquences de transition plus élevées, il présente une meilleure tenue en tension, une transconductance bien plus forte, une conductance de sortie faible et un niveau de bruit basse fréquence bien plus faible. C'est pour ces différentes raisons que les technologies BiCMOS sont plus appropriées à adresser des applications millimétriques que les technologies CMOS.

Ce document est structuré selon trois chapitres principaux en plus d'une introduction générale et d'une conclusion générale.

Le premier chapitre a pour but d'introduire le transistor bipolaire à hétérojonction à base Si/SiGe. Dans un premier temps, nous rappelons la théorie de fonctionnement du transistor bipolaire. D'autre part, nous mettons en avant les propriétés du matériau SiGe, et enfin nous présentons l'intérêt et les propriétés de l'alliage SiGe.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude du transistor hétérojonction TBH SiGe. Nous commençons par faire un état de l'art des transistors TBH 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.

Le troisième chapitre est consacré à la simulation d'un HBT à base de SiGe à l'aide de logiciel Silvaco, nous étudions principalement l'effet de certaines paramètres technologiques tels que le dopage et la fraction de germanium contenue dans la base

Chapitre I :

Du Transistor à Homojonction Si au Transistor à Hétérojonction SiGe

I. Préambule à l'étude de transistor bipolaire a hétérojonction

I.1. Evolution historique du transistor bipolaire

I.1.1. Des tubes à vide triodes au transistor bipolaire

Quand nous considérons le concept du transistor bipolaire, on note sa proximité avec celui des tubes à vide triodes. Les triodes, inventées en 1906 par Lee De Forest étaient le composant clef des systèmes électroniques jusqu'en 1960. Elles furent utilisées comme amplificateur de signaux dans des appareils tels que les radios ou les premiers ordinateurs. Le terme triode vient du fait que le dispositif a trois éléments actifs : l'anode, la cathode et la grille (Fig. 1.1). Physiquement, c'est un tube de verre qui contient un filament chauffant, une plaque émettant les électrons par chauffage (la cathode), une plaque collectant les électrons accélérés (l'anode) et une grille en métal dans l'intervalle.

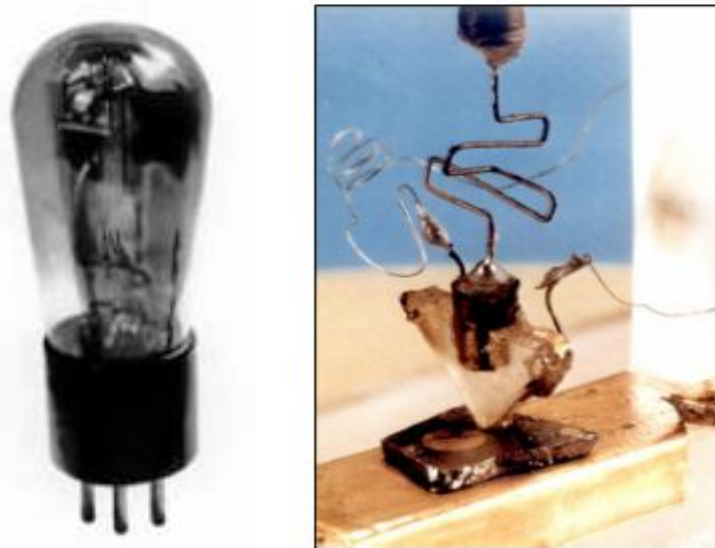


Figure I.1 les premiers transistors a-tube a) vide b)-transistor bipolaire de shokley

Les triodes étaient néanmoins encombrantes, fragiles, et consommaient beaucoup de puissance. C'est pourquoi l'un des principaux thèmes de recherche de l'équipe dirigée par Shockley aux Bell Labs en 1945 a été de réaliser une version à semi-conducteur des tubes à vide triodes. Le premier amplificateur à semi-conducteur a été "le transistor à pointes", réalisé en 1947 par Brattain et Bardeen [1]. Ce dispositif était cependant loin du dispositif idéal, il était fragile et sa performance dépendait de l'état de surface de germanium. En 1948, Shockley développa le premier modèle théorique du transistor bipolaire, qui sert encore aujourd'hui de base à la compréhension de ce composant [01].

La version à semi-conducteur de la diode cathode-grille dans les tubes à vide triodes cite précédemment est une jonction PN.

Une jonction PN seule est une diode, composant qui permet le passage du courant dans un seul sens en fonction de la polarisation appliquée. Si on polarise de façon positive la région de dopage P (excès en trous), vis-à-vis de la région N ou de façon négative la région N, vis-à-vis de la région P la diode est polarisée en direct et devient passante. Le potentiel appliqué entraîne une courbure de bandes et permet le passage des porteurs d'une région à l'autre. Par contre si une tension négative est appliquée à la région de dopage P, vis-à-vis de la région N, la diode est alors polarisée en inverse, et devient non passante.

Le principe d'un transistor bipolaire est de favoriser le transport d'un seul type de porteur, les trous (dans les transistors pnp) ou les électrons (dans les transistors npn). Le transistor npn signifie que l'émetteur est dopé n, la base est dopée p et le collecteur est dopé n. C'est le type de transistor que nous allons expliquer en détail par la suite, bien qu'historiquement les premiers transistors fussent du type pnp.

I.1.2. La venue du silicium

Les transistors bipolaires en germanium souffrent de dysfonctionnements à température élevée. C'est à Gordon Teal que nous devons le remplacement du germanium par le silicium dans le transistor bipolaire, grâce à ses travaux sur la croissance de cristaux de silicium [01]. A la fin des années 50, les transistors bipolaires étaient manufacturés en utilisant le silicium en raison de sa plus large bande interdite qui facilite son fonctionnement à température élevée, qui résulte du moindre courant de saturation sous polarisation inverse. De plus, l'oxyde de silicium (SiO_2), à l'opposé de l'oxyde de germanium, n'est pas soluble dans l'eau et est plus stable thermiquement.

Une évolution importante du transistor bipolaire fut le développement du procédé de fabrication planaire en utilisant la lithographie optique. Le procédé de fabrication original du transistor bipolaire était basé sur le procédé mesa, dans lequel l'émetteur et la base étaient formés par la gravure chimique des deux premières couches dopées. En 1959, le physicien Jean Hoerni en Suisse a inventé le procédé de fabrication planaire. Dans ce procédé de fabrication, sur la surface de silicium dopé n ou p on diffuse des impuretés pour créer la base du transistor seulement aux endroits sélectionnés par la lithographie. L'émetteur du transistor est construit de la même manière.

I.1.3. L'apport de l'hétérojonction

Le transistor bipolaire possède une limitation intrinsèque dans son mode de fonctionnement. D'un côté un dopage de base N_A élevé est nécessaire pour la rapidité du transistor car la fréquence maximale d'oscillation f_{MAX} du transistor est inversement proportionnelle à la

résistance de base R_b (d'autant plus faible que N_A est élevé), de l'autre le dopage de base doit être plus faible que celui de l'émetteur pour accroître l'efficacité d'injection.

Afin de découpler les deux caractéristiques, il a été proposé d'utiliser l'hétérojonction : l'utilisation, pour l'émetteur, d'un matériau possédant une plus grande bande interdite relativement à la base a été imaginée par Shockley dès le premier transistor bipolaire. La théorie du transport à travers l'hétérojonction a été développée par la suite par Anderson et Kroemer [01]. Kroemer a démontré l'intérêt d'utiliser un matériau ayant une plus large bande interdite pour émetteur. Comme il y a une barrière de potentiel associée à la différence de bande interdite (ΔE_g), celle-ci devrait permettre de minimiser le courant de trous de la base vers l'émetteur dans le transistor et ainsi d'augmenter l'efficacité d'injection dans la jonction émetteur base. En effet la densité de courant de trous varie exponentiellement avec la barrière de potentiel. L'efficacité d'injection pour le transistor npn, défini comme le rapport entre le courant de trous de la base vers l'émetteur (J_p) et le courant d'électrons de l'émetteur vers la base (J_n) est donc réduit dans le cas d'une hétérojonction [01] :

$$\left(\frac{J_p}{J_n}\right)_{\text{hetero}} = \left(\frac{J_p}{J_n}\right)_{\text{homo}} \exp(-\Delta E_g/kT) \quad (I.1)$$

Kroemer a obtenu le prix Nobel en 2000 pour l'ensemble de ses travaux sur l'hétérostructure semi-conductrice

Néanmoins, ce n'est qu'avec l'essor des technologies de fabrication des hétérostructures par les techniques d'épitaxie (épitaxie en phase liquide (LPE), épitaxie par jet moléculaire (MBE) ou épitaxie en phase vapeur aux organométalliques (MOVPE)) que les HBT purent être réalisés.

I.2 : Régime statique

Principe de fonctionnement d'un transistor bipolaire

Un transistor bipolaire est un composant électronique actif composé de deux jonctions PN positionnées tête-bêche. Ce composant est donc constitué de trois zones principales, distinguables par le type des impuretés dopantes introduites dans chacune d'elles. Il existe donc deux types de configurations, qui permettent d'obtenir un transistor bipolaire N+PN ou P+NP. Ces trois zones sont nommées : l'Emetteur, la Base et le Collecteur. Le collecteur et l'émetteur ayant un dopage de même nature (N ou P).

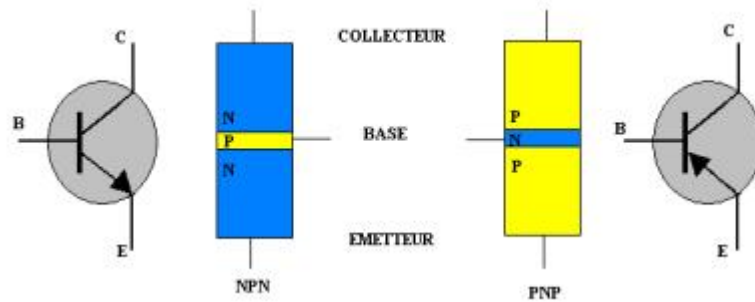


Figure I.2 représentation schématique de transistor bipolaire

Le principe de fonctionnement d'un BJT est basé, sur la formation de zones de charges d'espaces dans les jonctions PN. Les électrons et les trous induits par chacun des dopants créent au niveau de chacune des jonctions une barrière de potentiel, qui bloque le flux de courant des jonctions émetteur –base (E-B) et base collecteur (B-C).

La hauteur des barrières à l'équilibre thermodynamique peut être changée par l'application d'une tension appropriée sur les jonctions PN (polarisation dépendante de type de transistor NPN ou PNP), de sorte que les électrons de l'émetteur puissent se déplacer vers le collecteur et de cette façon contribuer à créer un courant.

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.

L'effet transistor consiste à moduler le courant inverse de la jonction base-collecteur polarisée en inverse, par une injection de porteurs minoritaires dans la base à partir de la jonction base-émetteur polarisée dans le sens direct [03]. Sur la figure une représentation des différents courants pour un transistor NPN polarise en mode direct.

La barrière de potentiel à l'équilibre thermodynamique c'est à dire le transistor n'est pas polarisé, bloque le passage des porteurs de l'émetteur vers le collecteur. En polarisation directe ($V_{BE} > 0$ et $V_{BC} < 0$). L'application d'une tension positive ($V_{BE} > 0$) a pour effet d'abaisser la hauteur de barrière de potentiel pour les électrons, à la jonction EB. Le champ

électrique régnant dans la zone de charge d'espace (ZCE) diminue, favorisant ainsi la diffusion des électrons de l'émetteur vers le collecteur.

La jonction B-C étant polarisée en inverse est caractérisée par un champ électrique fort ce qui va happer les porteurs qui vont donc rejoindre le collecteur et font apparaître un courant I_C au contact du collecteur.

Une faible variation de la tension V_{BE} permet de commander un courant important entre l'émetteur et le collecteur : C'est l'effet transistor [03].

Le bon fonctionnement de transistor nécessite que ces porteurs, injectés dans la base depuis l'émetteur, atteignent la jonction base-collecteur [07]. Il est donc impératif qu'ils ne se recombinent pas à la traversée de la base. Il est par conséquent nécessaire que l'épaisseur de la base soit très inférieure la longueur de diffusion des électrons.

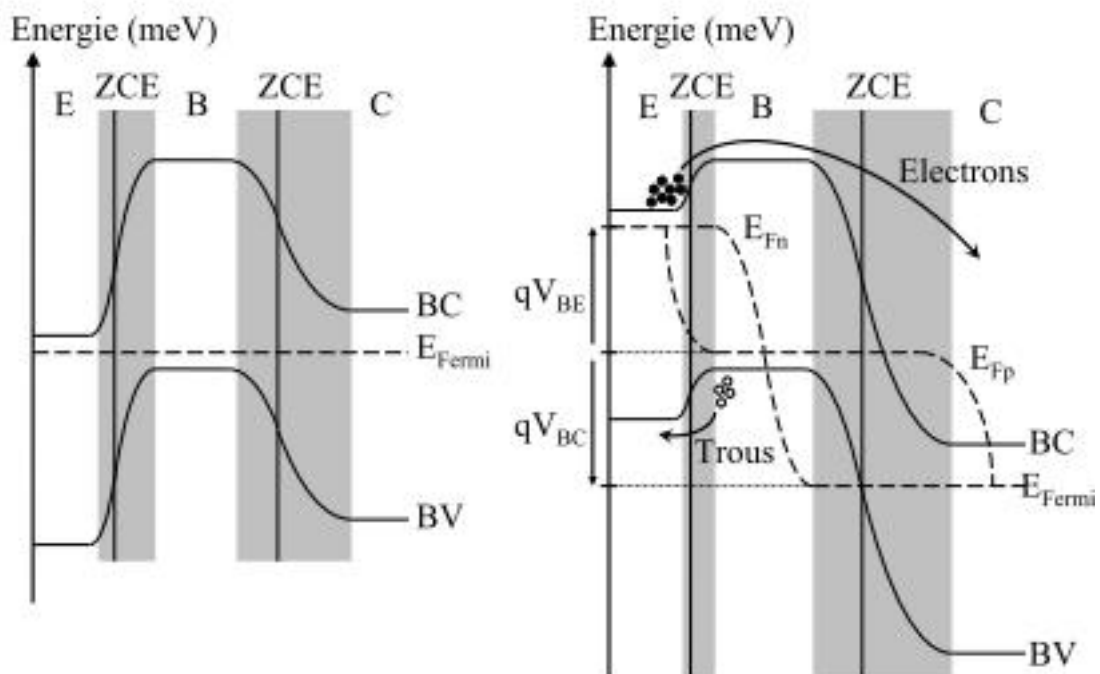


Figure I.3 : Diagramme de bandes d'un transistor bipolaire à l'équilibre (diagramme de gauche), et en régime direct (diagramme de droite).

E_{FE} , E_{FB} , E_{FC} représentent les niveaux de Fermi respectivement dans l'émetteur, la base et le collecteur.

Dans les transistors bipolaires, le profil des dopages est souvent le même : l'émetteur est plus dopé que la base, qui elle-même est plus dopée que le collecteur. Ce sont ces valeurs de dopage qui influent fortement sur la charge d'espace, le champ électrique et la barrière de potentiel.

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.4 suivante :

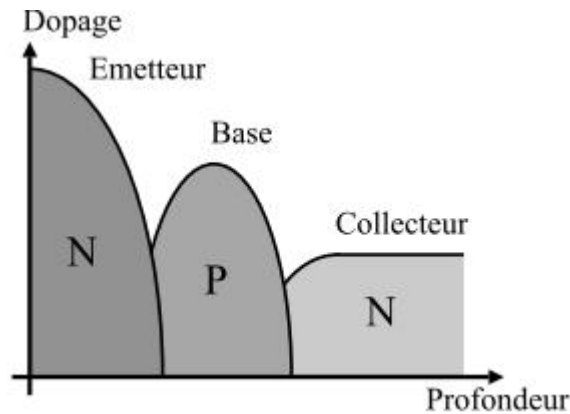


Figure I.4 : Profil de dopage générique d'un transistor bipolaire

I.3 : 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.

I.3.1 Bilan simplifié des courants circulants dans le transistor

La figure I.5 schématise le fonctionnement réel du transistor bipolaire NPN en régime direct. L'idéal serait que le courant émetteur ne soit constitué que des seuls électrons injectés et que la totalité de ceux-ci soient collectés. En réalité des phénomènes secondaires perturbent ce courant principal et dégradent les performances statiques du transistor.

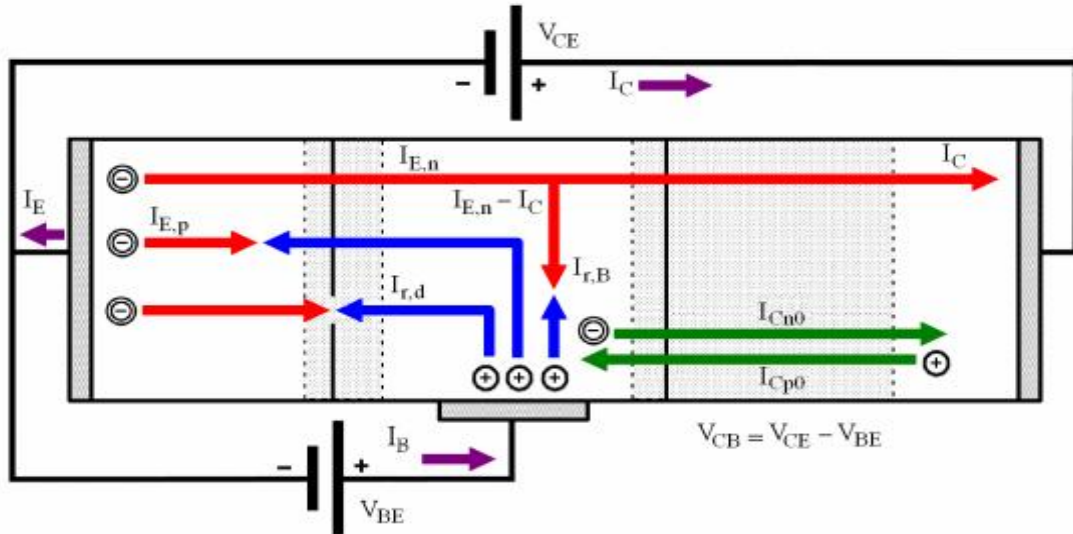


Figure I.5 : représentation schématique de flux des porteurs dans un transistor bipolaire NPN en configuration émetteur commun. Les zones de charge d'espaces sont représentées par les régions grises

Sans polarisation, un faible courant de saturation d'électrons et de trous (respectivement I_{Cn0} et I_{Cp0}) persiste dans le dispositif dû à la seule concentration intrinsèque d'électrons dans la base et de trous dans le collecteur. L'application d'une faible polarisation directe V_{BE} à la jonction émetteur-base crée un courant d'électrons I_{En} vers la base. Dans cette région, les électrons atteignent la jonction base collecteur pour produire une augmentation significative du courant de collecteur I_C . En raison de phénomène de recombinaison des porteurs certaines des électrons vont se recombiner avec des trous dans la région de charge d'espace émetteur-base symbolise par le courant I_{rd} et surtout dans la base elle-même, repéré par le courant $I_{En} - I_C$. Par ailleurs, dans la base des trous vont également diffuser de la base vers l'émetteur pour se recombiner avec les électrons de l'émetteur schématisé par le courant I_{Ep} . Ces deux de base contribuent au courant de base I_B .

La convention des signes pour les courants et les tensions est indiqué sur la figure II.4. les courants de base et de collecteur sont positifs si un courant entre au contact de base ou de de collecteur. Le collecteur. Le courant de d'émetteur est positif pur un courant sortant de de contact d'émetteur, I_E est défini comme la somme de courant de base I_B et de courant de collecteur I_C :

$$I_E = I_C + I_B \quad (I.2)$$

Pour récapituler sur les trois courants principaux d'un transistor classiquement polarise il que le courant d'émetteur total est la somme du courant de diffusion d'électrons I_{En} du courant de diffusion de trous I_{Ep} et de courant de recombinaison dans la zone de charge d'espace base-émetteur I_{rd} :

$$I_E = I_{En} + I_{Ep} + I_{rd} \quad (I.3)$$

Le courant de collecteur total, quand a lui, est le courant de diffusion d'électrons, I_{En} , (sans tenir compte de courant de recombinaison dans la base, I_{rB}) :

$$I_C = I_{En} - I_{rB} \quad (I.4)$$

Enfin, le courant de base est composé par le courant de diffusion de trous, I_{En} , du courant de recombinaison dans la base, I_{rB} et du courant de région de base-émetteur, I_{rd} :

$$I_B = I_{Ep} + I_{rB} + I_{rd} \quad (I.5)$$

On définit le facteur de transport, α , comme le rapport du courant de collecteur sur celui de l'émetteur :

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad (I.6)$$

I.3.2 le gain en courant

L'amplification du courant de base, connue également gain statique direct de courant émetteur commun (β) est la caractéristique la plus fondamentale du transistor bipolaire, elle est défini comme suit [07] :

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (I.7)$$

Ceci explique comment un transistor bipolaire peut fournir l'amplification en courant. Si le courant de collecteur est presque égale au courant d'émetteur, le facteur de transport (α) est proche de un. Le gain en courant (β) peut devenir beaucoup plus grand qu'un. Pour faciliter l'analyse on définit un facteur de transport, (α) comme le produit de l'efficacité d'injection (γ_E), le facteur de transport de la base (α_B) et le facteur de recombinaison de la couche d'épuisement δ_r [07] :

$$\alpha = \gamma_E \alpha_B \delta_r \quad (I.8)$$

L'efficacité de l'émetteur, γ_E , est défini comme le rapport du courant de diffusion d'électrons et des trous à travers la jonction base-émetteur, $I_{En} + I_{Ep}$:

$$\gamma_E = \frac{I_{En}}{I_{En} + I_{Ep}} \quad (I.9)$$

Le facteur de transport dans la base, α_B , est égal au rapport du courant associé aux électrons injectés dans le collecteur sur le courant associé aux électrons injectés dans la base. Il est également important de noter que la recombinaison dans la zone de charge d'espace de la jonction base-émetteur réduit le gain en courant β . on définit alors un facteur de recombinaison dans cette zone, δ_r , égal au rapport du courant de diffusion des électrons et de trous à travers la jonction base-émetteur sur le courant d'émetteur total :

$$\delta_r = \frac{I_E - I_{rd}}{I_E} \quad (I.10)$$

Ce dernier paramètre est directement lié au dopage de l'émetteur et de la base. Le moyen le plus simple pour augmenter le gain consiste à réduire le dopage mais cela a pour conséquence de réduire les performances fréquentielles du transistor.

I.3.3. Effets parasites du transistor bipolaire

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

I.3.3.1 Effets à faible polarisation

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

A : Courant de recombinaison dans la zone de charge d'espace

On distingue les recombinaisons directes électron-trou et les recombinaisons assistées par centres de recombinaisons. Le premier type correspond à la rencontre entre un électron et un trou qui se recombinent, le second fait intervenir la notion des défauts qui peuvent être présents dans la zone de charge d'espace, en volume comme en surface. En effet, ces derniers peuvent agir comme des pièges à électron (ou à trou), qui par attraction coulombienne attirent un trou (ou un électron), provoquant la recombinaison des deux particules. Ils peuvent également se comporter comme un centre de transition des électrons et de trous entre les bandes de valence et de conduction. Ces transitions donnent lieu à une composante de recombinaison que nous noterons I_{gr} .

B : Courant tunnel

Quand on polarise une jonction en directe avec de forts niveaux de dopage (environ 10^{20} atomes/cm³ pour l'émetteur), les électrons passent à travers la jonction directement, c'est à dire sans passer par la hauteur de barrière. Cette traversée s'effectue des états occupés de la bande de conduction de la région n (émetteur) vers les états vides de la bande de valence de la région p (base). Ces électrons arrivant dans une région où ils sont minoritaires vont donc se recombiner.

En polarisation directe, ce phénomène est souvent assisté par des défauts présents dans la zone de charge d'espace. En revanche, en polarisation inverse, l'effet tunnel peut se réaliser bande à bande.

I. 3.3.2 Effets à fort niveau de courant

A : Effet Kirk

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

L'effet Kirk se traduit par une augmentation du temps de transit dans la base due à l'élargissement de la base en régime de forte injection. Ceci conduit à une diminution du gain en courant et de la fréquence de transition. Pour repousser cet effet, il faut augmenter le dopage du collecteur.[06]

$$J_{\text{Ckirk}} = qN_C V_{\text{sat}} \quad (\text{I.11})$$

B : Effet Webster

La concentration d'électrons injectés est faible devant le dopage de base N_A . 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 [04].

C : Effet Early

L'expression du courant collecteur en fonction de la tension V_{BE} fait intervenir en paramètre la largeur de la base neutre W_B , qui n'est pas indépendante des tensions appliquées sur le composant. La modulation de la largeur de base en fonction des tensions V_{BE} ou V_{CB} a pour conséquence une déviation du courant collecteur par rapport à l'idéalité. C'est ce qu'on appelle l'effet Early. Il existe deux effets Early, selon que la modulation de l'épaisseur de base provient de la jonction émetteur/base ou base/collecteur.

1- 1'Effet Early direct

L'effet Early direct est dû à une variation de la largeur de base W_B avec la tension V_{CB} , comme illustré dans la figure I.16.

Lorsque la tension V_{CB} augmente, la zone de charge d'espace s'étend plus dans la base, et l'épaisseur de la base neutre diminue. Le gradient d'électrons étant plus fort, le courant collecteur augmente. L'effet Early direct est caractérisé par la tension du même nom, noté V_{Af} ("f" pour "forward"), dont la définition est donnée sur la figure I.7.

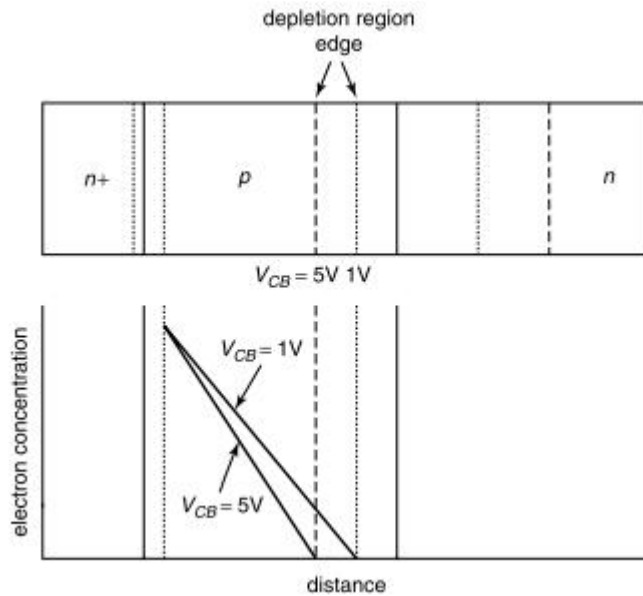


Figure I.6 : Effet Early direct : La distribution des porteurs minoritaires dans la base pour deux tensions différentes (1v et 5v) [11].

Le dopage de la base étant généralement bien supérieur au dopage du collecteur, les tensions d'Early directes sont généralement élevées (supérieures à une centaine de Volt).

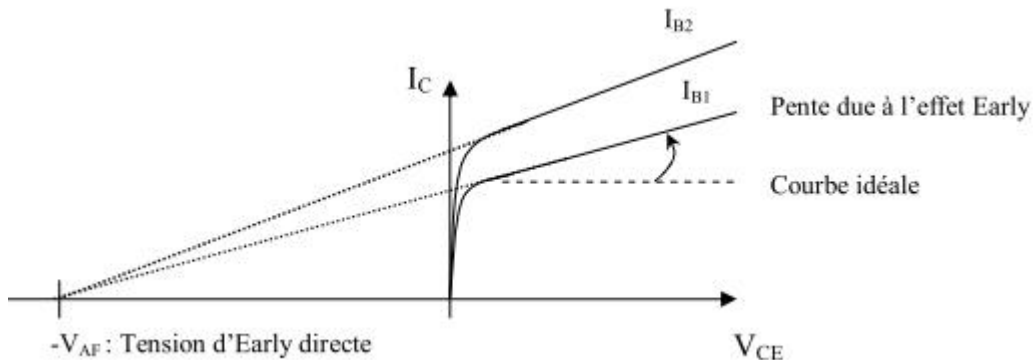


Figure I. 7 : Caractéristiques de sortie d'un transistor bipolaire mettant en évidence la tension d'Early directe.

2- Effet Early inverse

L'Early inverse est dû à une variation de W_B avec la tension V_{BE} . Comme la jonction E/B contrôle l'injection des porteurs dans la base, cet effet se caractérise par un écart à l'idéalité. Le rapport de dopage très important existant entre la base et l'émetteur joue en défaveur de l'effet Early inverse.

Cet effet Early inverse est très pénalisant pour le transistor bipolaire à hétérojonction, car il a pour effet d'augmenter la largeur de la base neutre, ce qui fait chuter le gain en courant : il en découle une perte importante des performances hyperfréquentielles. L'effet Early inverse est lui aussi quantifié par une tension d'Early inverse, notée V_{Ar} ("r" pour "reverse").

I.4 : Régime 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 , 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. Celui-ci est lié à la charge des porteurs minoritaires qui s'accumule dans les différentes parties du transistor : il équivaut au temps nécessaire à son évacuation par le courant de porteurs minoritaires[03].

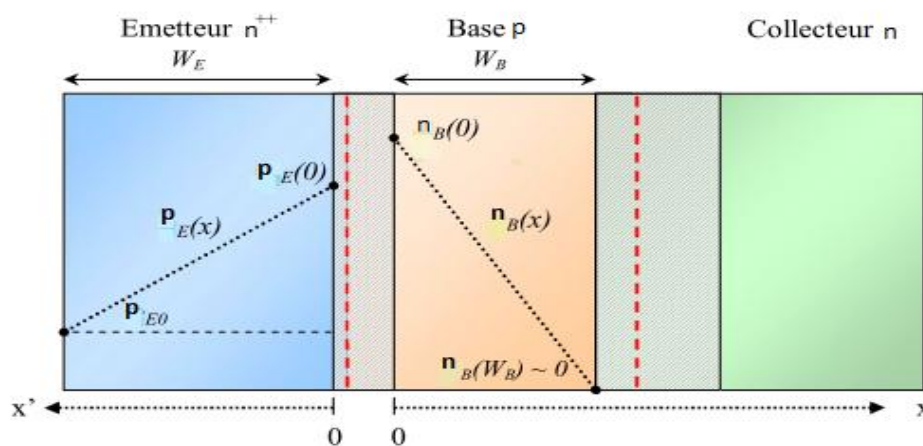


Figure I.8 : Distribution des porteurs dans un transistor npn d'après les hypothèses simplificatrices

On définit un temps de transit global pour le transistor en fonctionnement direct comme le rapport entre la charge totale Q_F accumulée par les porteurs minoritaires et le courant collecteur :

$$\tau_F = \frac{Q_F}{I_C} \tag{I.11}$$

La charge totale peut se décomposer selon :

$$Q_F = Q_E + Q_{EB} + Q_B + Q_{BC} \tag{I.12}$$

avec Q_E et Q_B , les charges dans l'émetteur et la base, et Q_{EB} et Q_{BC} , les charges accumulées dans les zones de charge d'espace E/B et B/C. Il n'y a pas de charge associée au collecteur étant donné que l'on suppose qu'il n'y a pas de courant de porteurs minoritaires dans le collecteur.

Par analogie, le temps de transit global s'exprime alors :

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

Il représente une limite physique fondamentale à la fréquence maximale de fonctionnement du transistor. Du fait de la faible épaisseur de la zone de charge d'espace émetteur/base, polarisée en direct en fonctionnement normal, la contribution de son temps de transit au temps de transit total peut être considérée comme négligeable.

I.4.1.1 : Temps de transit dans la base

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 [05]:

$$\tau_B = \frac{W_B^2}{2D_{pb}} \quad (I.14)$$

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

I.4.1.2 : Temps de transit dans l'émetteur

Le temps de transit dans l'émetteur s'exprime par :

$$\tau_E = \frac{1}{\beta} \frac{W_E^2}{2D_{nc}} \quad (I.15)$$

Tout comme pour le temps de transit dans la base, l'épaisseur de la couche traversée par les porteurs est le paramètre le plus influent sur le temps de transit. Du fait de la présence du facteur $1/\beta$, le temps de transit dans l'émetteur est généralement très inférieur au temps de transit dans la base.

I.4.1.3 : Temps de transit dans la jonction base/collecteur

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 [05]:

$$\tau_{BC} = \frac{W_{BC}}{2v_{sat}} \quad (I.16)$$

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). L'expression du temps de transit total s'écrit finalement comme :

$$\tau_F = \tau_E + \tau_{EB} + \tau_B + \tau_{BC} = \frac{1}{\beta} \frac{W_E^2}{2D_{ne}} + \frac{W_B^2}{2D_{PB}} + \frac{W_{BC}}{2v_{sat}} \quad (I.17)$$

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 transition f_T et la fréquence maximale d'oscillation f_{max} .

I.4.2 : Fréquence de coupure

A : fréquence de transition f_T

La fréquence de transition f_T est définie comme la fréquence de fonctionnement à laquelle le gain en courant en régime dynamique h_{21} , dans une approximation petit signal, tombe à l'unité. On distingue par la notation, le gain dynamique h_{fe} du gain statique β . Au delà de f_T , h_{21} devient inférieur à 1 et le transistor perd ses fonctions d'amplificateur ou de commutateur.

Lors d'un fonctionnement dynamique, on peut écrire les courants comme la somme d'une partie continue et d'une partie variable. le courant de base s'exprime :

$$i_B = I_B + i'_B \quad (I.18)$$

avec I_B la partie continue et i'_B la partie variable. Dans l'approximation petit signal dans laquelle on se place, les parties variables sont considérées très inférieures aux parties continues. Le gain en courant s'exprime par :

$$h_{21} = \left| \frac{i_C}{i_B} \right| \quad \dots \quad (I.19)$$

Le schéma suivant illustre sa représentation dans un diagramme de Bode en fonction de la fréquence de fonctionnement :

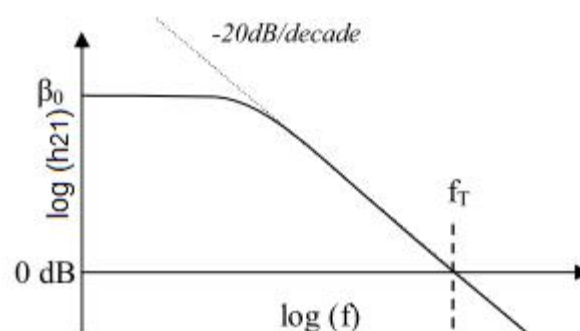


Figure I.9 : Evolution du gain dynamique en fonction de la fréquence de fonctionnement f .

A partir de sa valeur en régime statique, le gain en régime dynamique suit un plateau avant de décroître selon une pente de -20dB par décade. Lorsqu'il atteint 0dB (soit l'unité), la fréquence correspond à la fréquence de coupure f_T . Cette décroissance est due aux

capacités présentes dans le composant, qui vont jouer un rôle important. Elles peuvent être de deux types :

- Les capacités dites de diffusion : elles sont dues aux charges formées par les porteurs minoritaires.
- Les capacités dites de transition : ce sont les capacités liées aux modulations des zones de charge d'espace émetteur/base et base/collecteur, notées C_{JE} et C_{JC} respectivement pour les zones de charge d'espace E/B et B/C.

Pour calculer f_T , il est nécessaire d'exprimer les courants de base et collecteur pour un régime dynamique, qui fait intervenir un schéma électrique équivalent du transistor figure (I.10). Les capacités de diffusion peuvent être représentées par une seule capacité C_{diff} . Pour un régime en approximation petit signal, on considère que les variations de la charge totale Q_F ne sont dues qu'à la polarisation de la jonction E/B. Ainsi, on peut relier la capacité de diffusion à la charge totale par :

$$C_{diff} = \frac{\partial Q_F}{\partial V_{EB}} \quad (I.20)$$

qui peut se décomposer selon :

$$\frac{\partial Q_F}{\partial V_{EB}} = \frac{\partial Q_F}{\partial I_C} \cdot \frac{\partial I_C}{\partial V_{EB}} = \tau_F \cdot g_m \quad (I.21)$$

g_m est la transconductance du transistor, elle représente la variation du courant de sortie I_C , en fonction de la tension d'entrée V_{EB} . Elle équivaut à la variation de la partie statique du courant collecteur. Ainsi, le courant collecteur en régime dynamique s'exprime comme la somme d'une contribution similaire au régime statique à laquelle s'ajoutent les contributions des parties dynamiques.

D'après l'expression du courant collecteur en régime statique, la transconductance s'exprime :

$$g_m = \frac{qI_C}{kT} \quad (I.22)$$

De même, le courant de base est la somme d'une partie provenant du régime statique à laquelle s'ajoutent les effets des capacités. On définit une conductance d'entrée qui témoigne de la variation de la composante en régime statique, en fonction de la tension d'entrée V_{EB} :

$$g_{in} = \frac{\partial I_B}{\partial V_{EB}} = \frac{qI_B}{kT} \quad (I.23)$$

On utilisera dans le schéma équivalent une résistance d'entrée r_{in} qui vaut :

$$r_{in} = \frac{1}{g_{in}} \quad (I.24)$$

La figure suivante présente le schéma équivalent du transistor :

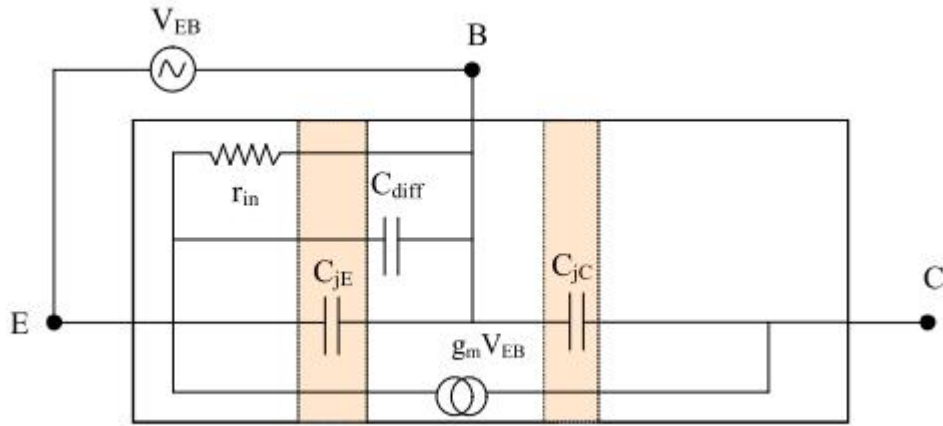


Figure I.10 Schéma équivalent du transistor en régime dynamique.

- le courant collecteur en régime dynamique s'exprime :

$$i_C = g_m V_{EB} - C_{JC} \cdot j\omega V_{EB} \quad (I.25)$$

A la contribution de la transconductance, se soustrait l'influence de la capacité de jonction base/collecteur. Étant donné que la transconductance est importante, la composante liée à la capacité de jonction base/collecteur est considérée négligeable et le courant collecteur s'écrit simplement :

$$i_C \approx g_m V_{EB} \quad (I.26)$$

- Pour le courant de base, il faut prendre en compte la capacité totale de diffusion ainsi que les capacités de jonction.

$$i_B = g_{in} V_{EB} + (C_{diff} + C_{JE} + C_{JC}) \cdot j\omega V_{EB} \quad (I.27)$$

Dans ce cas, on considère que le courant de base va charger les différentes capacités et leur influence vient s'ajouter à la composante statique. Pour des fréquences suffisamment élevées, le terme faisant intervenir la conductance devient négligeable devant l'effet des capacités et le courant de base s'exprime :

Ainsi, des expressions (I-6) et (I-7), le gain en courant en régime dynamique s'écrit :

$$h_{21} = \left| \frac{i_C}{i_B} \right| = \frac{g_m}{(C_{diff} + C_{JE} + C_{JC})\omega} = \frac{\frac{qI_C}{kT}}{(\tau_F \frac{qI_C}{kT} + C_{JE} + C_{JC})\omega} \quad (I.28)$$

En posant $h_{21} = 1$ et en remplaçant la pulsation par la fréquence, on obtient :

$$f_T = \frac{1}{2\pi(\tau_F + \frac{kT}{qI_C})(C_{JE} + C_{JC})} \quad (I.29)$$

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 :

$$f_T = \frac{1}{2\pi \left((\tau_F + (R_E + R_C)C_{JC} + \frac{kT}{qI_C}(C_{JE} + C_{JC})) \right)} \quad (I.30)$$

B: Fréquence maximale d’oscillation f_{max}

La fréquence de coupure f_{max} est définie comme la fréquence pour laquelle le gain en puissance atteint l’unité. Une approche similaire à celle utilisée pour f_T permet d’établir l’expression de f_{max} [Roulston90]. Les fréquences f_T et f_{max} sont étroitement liées par la relation :

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi R_B C_{JC}}} \quad (I.31)$$

Avec R_B est la résistance de la base qui est donnée par :

$$R_B = \frac{\rho}{W_B} \quad (I.32)$$

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, où les contributions des résistances et capacités parasites jouent un rôle important.

I.4.3 : Paramètres S

L’évaluation du fonctionnement dynamique petit signal du composant passe par l’étude de 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. 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 [05].

Le composant est considéré comme un quadripôle, soumis à des ondes incidentes et réfléchies (Figure I.11).

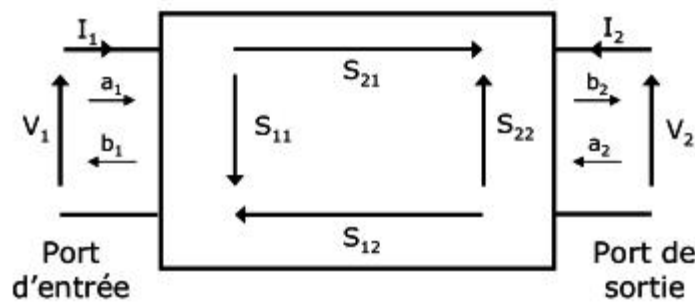


Figure I.11 : Définition des paramètres S pour un quadripôle.

Les relations entre ces ondes sont modélisées par une matrice 2x2, que l'on appelle matrice des paramètres S (S pour Scatering : dispersion). Cette matrice permet d'exprimer les ondes réfléchies b_i en fonction des ondes incidentes a_i , en tenant compte des coefficients de transmission à travers le quadripôle. Les relations entre ces différentes ondes sont données par l'équation :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (I.33)$$

L'analyse successive des réponses b_1 et b_2 à des excitations a_1 et a_2 , et ce à différentes fréquences, permet de déduire 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 (hybride), Y(admittance) ou Z (impédance) moyennant des transformations adaptées [13]. Les ondes a_i et b_i s'expriment à partir des tensions et courants normalisés de la manière suivante[14] :

$$\begin{aligned} v_i &= a_i + b_i i_i = a_i - b_i \\ v_i &= \frac{v_i}{\sqrt{Z_c}} i_i = I_i \sqrt{Z_c} \end{aligned} \quad (I.34)$$

Z_c représente l'impédance caractéristique d'une ligne de référence.

On définit les paramètres s_{ij} tels que [14]:

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad : \text{Coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle}$$

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad : \text{Coefficient de réflexion à la sortie du quadripôle}$$

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad : \text{Coefficient de transmission directe (de l'accès 1 vers l'accès 2)}$$

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad : \text{Coefficient de transmission directe (de l'accès 2 vers l'accès 1)}$$

La mesure des paramètres Y, Z et H 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 caractéristiques (50Ω)[02].

La mesure des paramètres S est effectuée à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel. C'est un appareil qui permet d'obtenir des informations à la fois d'amplitude et de phase en réalisant des mesures micro-ondes en réflexion et en transmission.

I.5 : Les limites du transistor bipolaire à homojonction BJT

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 du collecteur. Suivant l'application envisagée, il est évident que certains facteurs de mérite doivent être optimisés au détriment d'autres. En effet, pour la réalisation de sources de courants ou le cas des circuits logiques, le gain en courant ou la tension d'Early doivent être privilégiés. Par ailleurs, la conception des circuits RF nécessite l'optimisation du triplet gain - résistance de la 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 évidence dans le tableau I.1

les paramètres	dopage d'émetteur	dopage de base	dopage de collecteur	largeur de la base
β (gain)	↑	↓		↓
$\alpha_B=1$		↓		↓
Diminution d'effet Early		↑		
Diminution d'effet Kirk			↑	
forte injection		↑		
Résistance de la base		↑		
τ_{EC}			↑	↓
f_T			↑	↓
f_{max}		↑		

Tableau I.1 : Réglage technologiques des différents paramètres.

Les compromis

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, on voit d'après la relation (II.31) 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, le choix du dopage de base n'est pas libre car la condition $N_{AB} \cdot W_B < N_{DE} \cdot W_E$ doit être vérifiée [04].

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.

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 à Hétérojonctions (HBT).

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 effet de champ que pour les bipolaires. Des transistors bipolaires à hétérojonction (HBT) avec un émetteur de grande largeur de bande interdite (par exemple $\text{Al}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}$) et une base de faible bande interdite permettent de surdoper la base sans dégrader le gain en courant et ainsi minimiser la résistance d'accès à la base [04].

En ce qui concerne les TBH une fréquence de transition f_T de 190 GHz et une fréquence maximale d'oscillation f_{max} 300 GHz ont été atteintes pour des matériaux à base de AlGaAs [13].

En l'occurrence, les transistors à effet de champ, MESFETS micrométriques de longueur de grille 0.2 μm à base de GaAs, une fréquence f_T de 105GHz et une fréquence maximale de 100GHz ont été réalisés [13], ainsi que des HEMT AlInAs/InGaAs/GaAs de longueur de grille de 0.1 μm présentant une f_T 170GHz ont pu être développé [04]. Néanmoins, les difficultés technologiques et le coût excessif, liés à la mise en œuvre des matériaux III-V, limitent le développement industriel de ces dispositifs.

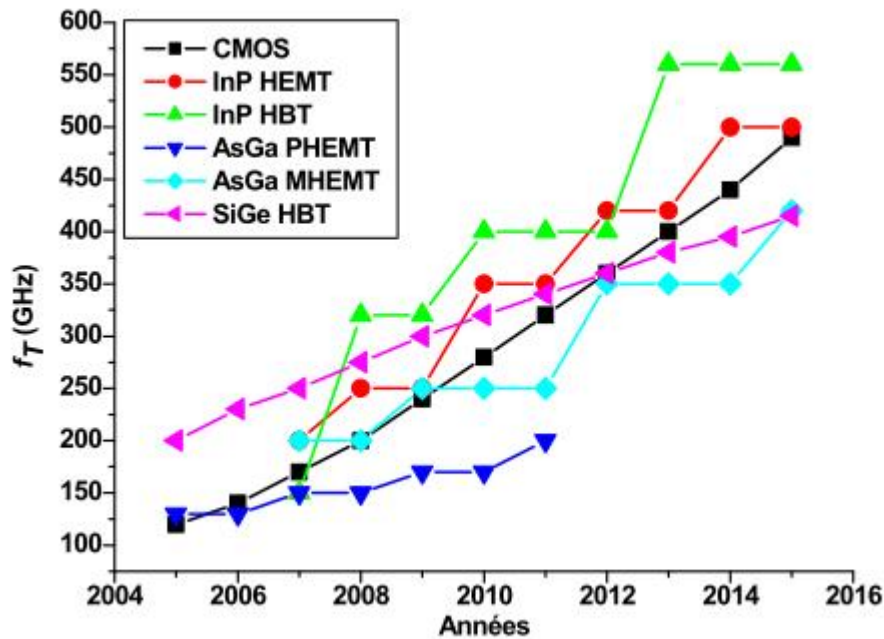


Figure I.12. Evolution de la fréquence de transistor en fonction des années de production comparant les technologies silicium aux III-V [15]

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 épitaxiales.

Alors que le premier transistor bipolaire fut réalisé entièrement en germanium, ce semi-conducteur fut rapidement abandonné au profit du silicium, plus adapté pour des applications industrielles. Cependant, le silicium n'est pas exempt de défauts, tels une faible mobilité des porteurs et une vitesse de saturation limitée. Le moyen qui a permis d'améliorer grandement les performances des transistors bipolaires à base de silicium et les rendre compétitifs face aux composés III/V pour les applications hautes-fréquences fut l'introduction du germanium dans la base. Cette idée date des années 50 mais les premiers films SiGe de qualité suffisante ne sont apparus qu'au milieu des années 80 principalement grâce aux progrès des techniques d'épitaxie.

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.

Chapitre II

Le transistor Bipolaire à hétérojonction SiGe

II.1 Introduction

Le transistor bipolaire à hétérojonction a été breveté en 1948 par William Shockley à la suite de l'invention du transistor bipolaire. Il a démontré qu'un transistor à hétérojonction NPN dont soit l'émetteur, soit la base, soit le collecteur avait une largeur de bande interdite différente, pouvait avoir des performances améliorées quant au flux de porteurs minoritaires.

En 1957 Kroemer a développé le principe de fonctionnement en mettant en avant les avantages théoriques du HBT. Les chercheurs ont commencé à s'intéresser au transistor bipolaire sur GaAs au début des années 60. Ils se sont heurtés à de sérieuses difficultés pour la fabrication de jonctions de qualité suffisante. Ce n'est que vers la fin des années 70 que le HBT a pu être fabriqué grâce à de nouvelles techniques d'épitaxie comme l'EJM (Epitaxie par Jets Moléculaires) et l'EPVOM (Epitaxie en Phase Vapeur à base d'Organométalliques). Ces deux techniques permettent de fabriquer des couches dont l'épaisseur et le dopage soient contrôlés de façon précise.

II.2 Alliage SiGe

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.

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

II.2.1 Propriétés cristallines du SiGe

Le silicium et le germanium sont tous deux des cristaux covalents organisés selon le modèle du carbone diamant. 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 rayon atomique n'est que de 4,17% [06]. 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 [04]

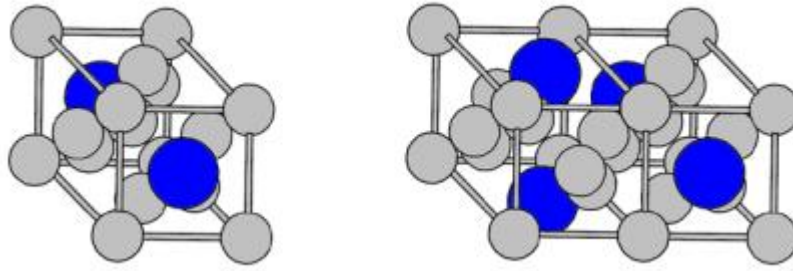


Figure II.1 : Exemples de maille dans un cristal de SiGe. Les atomes sont représentés par des sphères de couleur gris clair et de petite taille (14 électrons) pour le Silicium et de plus grande taille (32 électrons) et de couleur bleue pour les atomes de Germanium. Les traits matérialisent les limites des structures cubiques à faces centrées.

Le paramètre de maille de l'alliage s'extrapole, linéairement entre celui du silicium à Si (5.43\AA) et celui du germanium à Ge (5.66\AA), suivant la loi de Végard [06].

$$a_{\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x} = a_{\text{Si}} + (a_{\text{Ge}} - a_{\text{Si}})x \quad (\text{I.35})$$

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 pseudomorphique. 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 III.2).

Une croissance contrainte ou pseudomorphique présente une maille de l'alliage SiGe qui s'accommode à celle du silicium par une déformation tétragonale du réseau [05]. 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.

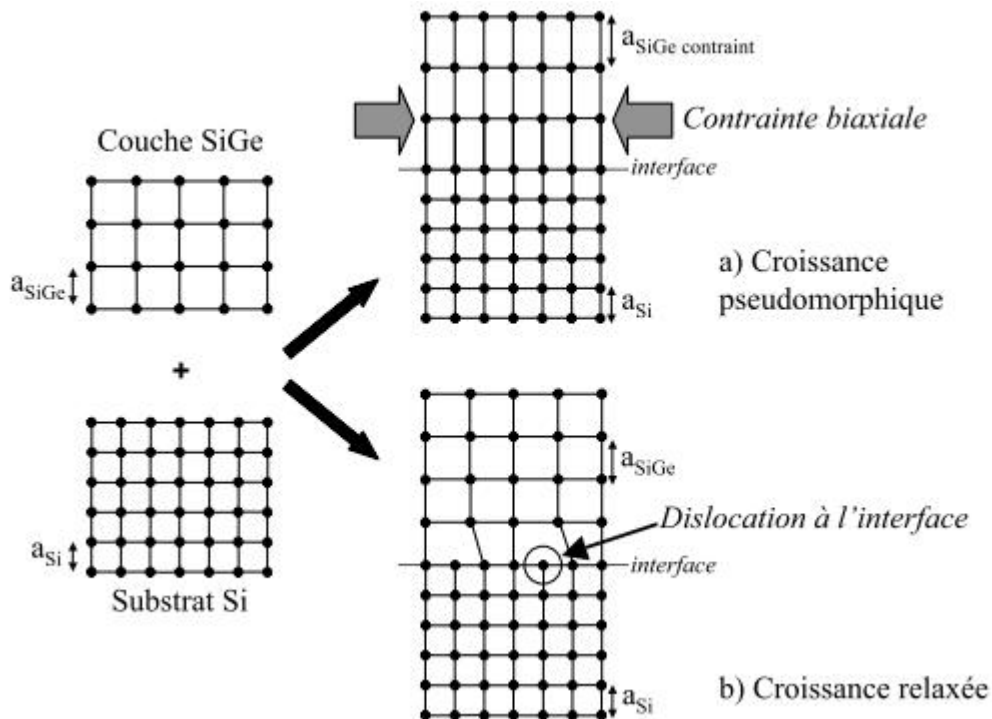


Figure II.2 : Représentation 2D des deux types de croissance possibles : (a) Croissance pseudomorphique, avec contrainte bi axiale dans le plan de l'interface ; (b) Croissance relaxée, des dislocations apparaissent dans le plan de l'interface.

II.2.2 L'épaisseur critique

Pour obtenir des transistors bipolaires performants, il est indispensable de réaliser une couche SiGe d'excellente qualité cristalline. Cette couche doit être totalement contrainte, et ne pas présenter de dislocations, qui constituent des centres de recombinaison très efficaces, fortement défavorables au bon fonctionnement du dispositif. Cependant, il est difficile de déposer un film épais de SiGe sur du silicium avec un fort pourcentage de germanium, sans introduire de défauts. La croissance parfaite d'une hétéro-épitaxie pseudomorphique n'est possible que si l'épaisseur de SiGe n'excède pas une épaisseur limite appelée épaisseur critique h_C [12]. Au-delà de cette épaisseur, la contrainte devient trop importante et le matériau se relaxe par le biais de formation de dislocations dites d'adaptation [12] (figure III.2).

II.2.3 : Largeur de la bande interdite de l'alliage SiGe

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 à un gap de 1.12eV, le germanium 0.66eV.

L'énergie de bande interdite pour un alliage de $Si_{1-x}Ge_x$ peut être exprimée selon la loi empirique (l'unité est l'eV) [08] :

$$E_G(Si_{1-x}Ge_x) = 1.17 - 1.02x + 0.52x^2 \quad (\text{II.1})$$

II.2.4 : 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 [14]. Elles sont représentées sur la (figure III.3)

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. 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.

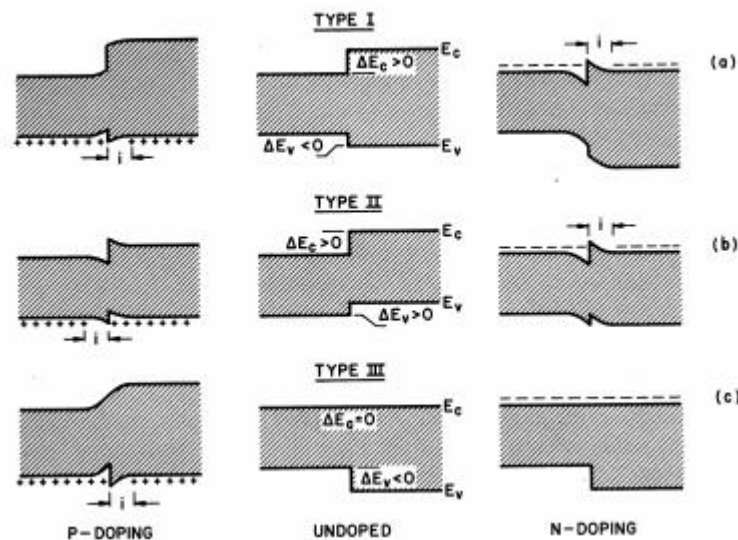


Figure II.3 : Classification des configurations d'alignement des bandes dans les hétérostructures. Type I : la bande interdite de plus faible largeur est incluse dans celle de plus grande largeur ; Type II : alignement en escalier ; Type III : alignement continu sur l'une des bandes (conduction ou valence) repercutant l'intégralité de l'écart de largeur de bande interdite sur l'autre bande ; [15].

La relation estimée pour le calcul du décalage visible sur la bande de valence est la suivante :

$$\Delta E_V(\text{SiGe}) = 0.74x \quad (\text{II.2})$$

II.3 : Etat de l'art des HBT 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 HBT 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 HBT. Cependant avant d'établir un bref aperçu sur l'évolution des performances avancées par les différents groupes ayants pris part au développement du HBT 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'épitaxie 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 HBT 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 HBT, la littérature présente des valeurs record régulièrement améliorées

- ✓ 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 : $f_T \approx 156\text{GHz}$ [47].
- ✓ 2003 : $f_T / f_{\max} \approx 375\text{GHz} / 210\text{GHz}$.
- ✓ 2006 : $\approx f_T 500\text{GHz}$ chez IBM [49].

En passant d'une génération à autre, les performances statiques et dynamiques des HBT SiGe sont largement améliorées. Une comparaison entre les principales figures de mérites des

différentes technologies existantes est illustrée sur le tableau I.2. La supériorité d'une telle technologie est significative seulement pour une même application.

Technologie	Infineon	Hitachi	IBM
Figure de mérite	[2003]	[2003]	[2003]
$A_{Emin} (\mu m^2)$	0.18x2.8	0.2x1	0.12x2.5
Gain en courant	450	450	3500
Tension Early	-	-	-
f_T (GHz)	206	170	375
f_{MAX} (GHz)	197	204	210
BV_{CE0}	1.8	1.9	1.4

Tableau 2 Performances de diverses technologies bipolaires SiGe représentatives de l'état de l'art

II.4 : Principe de fonctionnement du HBT :

L'effet du Germanium sur la bande interdite de la base est avantageusement utilisé dans le transistor bipolaire a hétérojonction afin d'assurer des courants collecteur plus forts et diminuer le temps de transit des porteurs dans la base, et ce grâce à deux effets conjugués :

- ✚ Le SiGe présent dans la base permet d'abaisser la barrière énergétique vue par les électrons (figure II.1), ce qui assure une plus forte injection de porteurs. Le courant collecteur est donc plus important que dans le cas d'une homojonction à même polarisation. Ce qui en résulte, un courant collecteur fort assure un f_T plus important

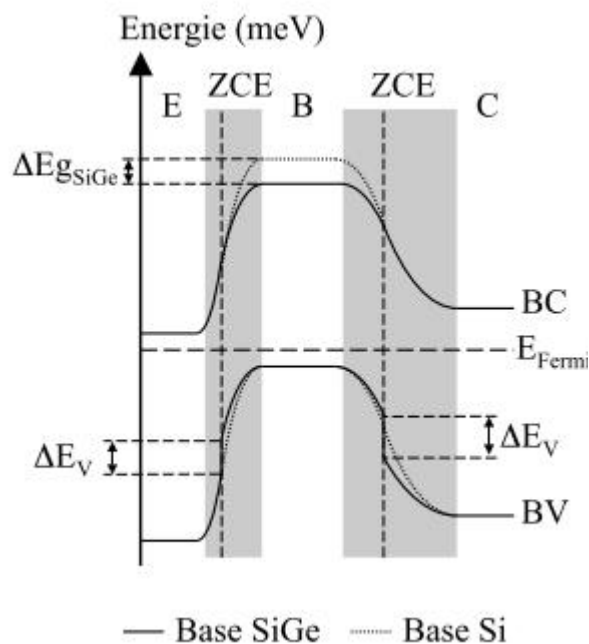


Figure II.4 : Diagramme de bandes d'énergie du TBH Si/SiGe à taux de germanium constant].

La création d'un champ accélérateur est possible en utilisant un profil rétrograde de SiGe. Dans un matériau de type P, l'écart entre le niveau de Fermi et la bande de valence est fixé par le dopage. La concentration de Ge étant plus forte coté collecteur que coté émetteur, la bande interdite du SiGe de la base diminue progressivement, il en résulte un pseudo-champ électrique vu par les électrons, crée par l'abaissement de la bande de conduction entre l'émetteur et le collecteur (figure II.2).

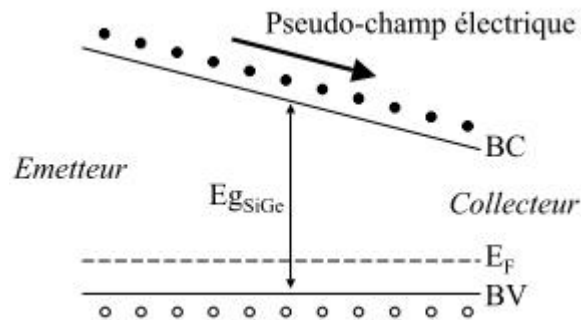


Figure II.5 le Pseudo-champ électrique crée par l'abaissement de la bande de conduction dans le cas d'un profil rétrograde de Germanium.

II.5. Les différents profils de germanium :

Pour la base SiGe, plusieurs profils de germanium sont envisageables : la composition en germanium peut en effet être constante ou graduelle à travers la base. Dans le cas graduel, la concentration en germanium augmente linéairement de l'émetteur vers le collecteur ; on parle alors de profil triangulaire si la concentration en germanium est nulle coté émetteur ou de profil trapézoïdal si elle n'est pas nulle [05]. La figure I.3 illustre ces différentes possibilités :

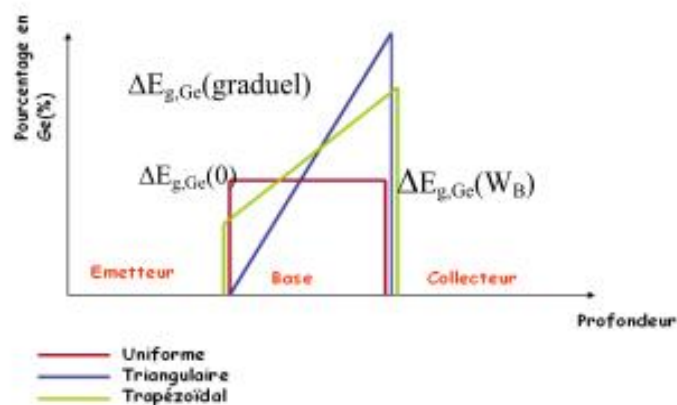


Figure II.6 : Les différents profils de germanium à travers les films SiGe. Profils uniforme, trapézoïdal ou bien triangulaire.

II.5.1. Profil constant :

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

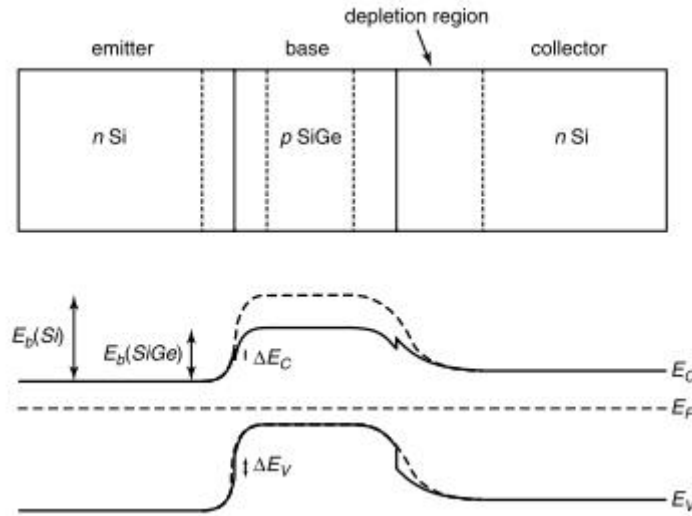


Figure II.7 : Diagramme de bandes d'un transistor bipolaire à hétérojonction SiGe, à taux de Ge constant [09].

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

$$E_G(SiGe) = E_G(Si) - \Delta E_G \tag{II.3}$$

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 [06] :

$$I_C = \frac{qSn_i^2(N_C N_V)_{SiGe} D_{nB}(SiGe)}{N_{AB}(SiGe)(N_C N_V)_{Si} W_B} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{KT}\right) \exp\left(\frac{\Delta E_G}{KT}\right) \tag{II.4}$$

Le gain en courant s'écrit alors :

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{(N_C N_V)_{SiGe} D_{nB}(SiGe) N_{DE} W_E}{(N_C N_V)_{Si} D_{pE} N_{AB}(SiGe) W_B} \exp\left(\frac{\Delta E_G}{KT}\right) \tag{II.5}$$

En posant :

$$I_C = \frac{(N_C N_V)_{SiGe}}{(N_C N_V)_{Si}} \quad \text{Et} \quad \eta = \frac{D_{nB} SiGe}{D_{pE} Si}$$

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

$$\frac{\beta_{SiGe}}{\beta_{Si}} = \eta \cdot \gamma \cdot \exp\left(\frac{\Delta E_G}{KT}\right) \tag{II.6}$$

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.5.2. 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[06].

En effet, un TBH de base $Si_{0.9}Ge_{0.1}$ présente un « bandgap narrowing » ΔE_g de 74 meV qui correspond à une augmentation du gain de 17 à 300 K pour un dopage de la base identique $N_{B, Si} = N_{B, SiGe}$ [10].

Ceci veut dire que nous pouvons multiplier le dopage de la base (par rapport à un BJT) par 17 sans qu'il y ait une dégradation du gain en courant. Ce qui n'est bien sûr pas possible pour un BJT. De ce fait, l'utilisation d'une base fortement dopée permet d'améliorer les performances dynamiques du transistor bipolaire.

En effet, le fort dopage minimise le risque de perçage de la base et autorise donc l'utilisation d'une base nettement plus fine que dans le cas de BJT classique. Le temps de transit de la base, paramètre prépondérant de la fréquence de transition f_T , en sera donc réduit, résultant d'une augmentation de f_T .

Une structure TBH intégrant une base graduelle en composition présente plusieurs avantages par rapport à une structure à base uniforme [06]:

- ✚ 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) [06]. 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.

On appelle $\Delta E_{gGe}(0)$, la réduction de la largeur de bande interdite due à la présence de germanium à l'interface émetteur - base. Dans le cas d'un profil uniforme, la réduction de largeur de la bande interdite est la même sur toute la base et vaut $\Delta E_{g,Ge}(0)$. Par contre dans le cas d'un profil graduel (figure I.V 3), on introduit une autre grandeur, $\Delta E_{g,Ge}(\text{graduel})$,

qui représente la différence de largeur de bande interdite entre l'interface base- collecteur et l'interface base - émetteur.

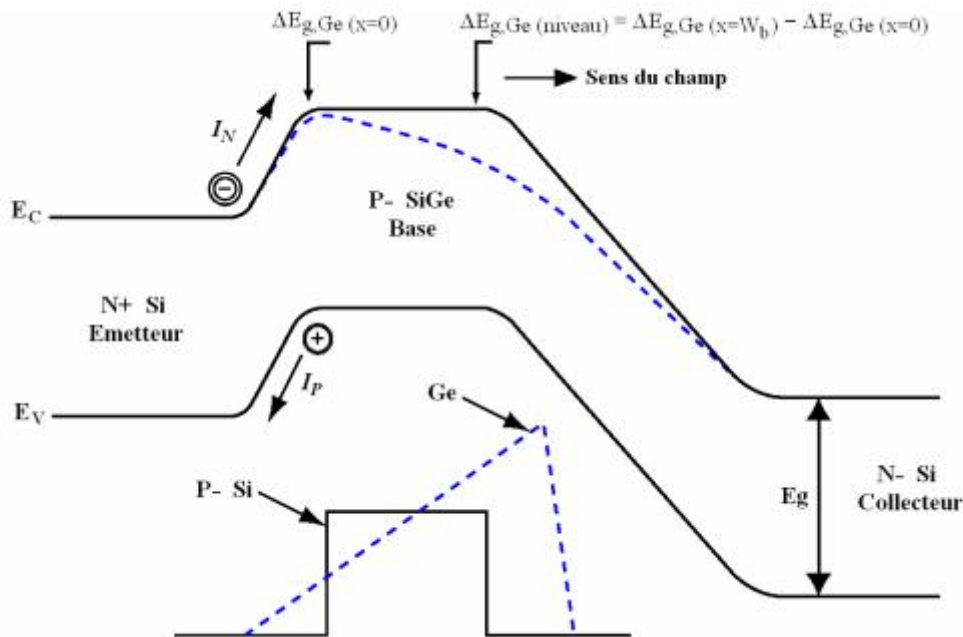


Figure II.8. Diagramme d'énergie de TBH Si /SiGe. La ligne en pointillés représente la bande de conduction induite par la concentration graduée de Ge dans la base [10]

II.6 : la fréquence de coupure :

La fréquence de coupure de transistor TBH SiGe est donnée par la même équation du BJT, l'équation (I.30). cependant il y a une petite modification pour ce qui concerne le temps de transit dans la base, pour un dopage uniforme et un profil uniforme de germanium est donné par [09] :

$$\tau_B = \frac{W_B^2}{2(D_{nb})_{SiGe}} = (\tau_B)_{Si} \left[\frac{(D_{nb})_{Si}}{(D_{nb})_{SiGe}} \right] \quad [II.7]$$

II.7 La technologie BiMOS

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 (Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor) intègrent sur une même puce des composants de type bipolaire et de type MOS. Elles allient ainsi les avantages de ces deux composants qui sont de fortes fréquences de fonctionnement et un faible niveau de bruit à basse fréquence pour le HBT, une haute densité d'intégration et une très faible consommation pour le transistor MOS.

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 performances des BJT conventionnels sur Silicium. La principale technologie visée pour l'intégration du SiGe est la technologie BiCMOS.

II.8 Domaines d'applications :

Les transistors bipolaires à hétérojonction SiGe sont utilisés pour des applications grand public nécessitant des fréquences de fonctionnement élevées. 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 [04].

En revanche, pour les HBT 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 [10]. 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. Fréquences de transition du HBT 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 HBT 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 Radio fréquences, 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. Les marchés visés alors sont ceux de la téléphonie mobile, ou encore des réseaux WLAN à 60 Gb/s [04].

Avec l'ère des HBT SiGe, une utilisation en commutation pour réaliser des multiplexeurs/démultiplexeurs pour les réseaux de fibres optiques est considérée. L'augmentation des débits de communication (de 40 à 60 Gb/s, voire 80 Gb/s) nécessite là encore la réalisation de transistors de plus en plus rapides. D'autres exemples de circuits confirment la maturité de la technologie SiGe pour les applications hyperfréquence : Monolithic Microwave Integrated Circuit : MMIC) dans la gamme 5-25 GHz [04].

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.

Chapitre III

Simulation de transistor HBT à base SiGe avec SILVACO

III.1. Introduction

Le simulateur TCAD (Technology Computer-Aided Design) est un ensemble complet d'outils indépendants permettant la simulation physique de dispositifs et systèmes électroniques. Il permet d'associer l'aspect conception technologique à la simulation électrique, dans le but d'économiser le temps et le coût de développement, de pouvoir envisager et optimiser des solutions pour améliorer les performances des dispositifs. Les simulateurs existants sur le marché (ISE, SYNOPSIS, SILVACO,) ont le même principe de fonctionnement [19].

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 numériques 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. En 1981 IBM lance le programme FIELDAY, c'est un programme à trois dimensions qui résout l'équation de poisson ainsi les équations de continuité.[19]

III.3. Présentation du logiciel TCAD-SILVACO

SILVACO (Silicon Valley Corporation) est un environnement de logiciels qui permet de concevoir et prévoir les performances des dispositifs à semi-conducteurs. Cet outil sert à la modélisation des dispositifs à semi-conducteurs avant leur fabrication.

TCAD SILVACO inclut de nouveaux modèles physiques qui emploient des méthodes et des algorithmes numériques efficaces et de nouvelles techniques de maillage, permettant ainsi d'obtenir des résultats de simulation très proches de celles de la pratique. L'avantage majeur de ce type de simulateur est qu'il donne la possibilité de visualiser des phénomènes physiques difficilement accessibles.

Sous SILVACO l'ensemble des outils de simulation et des outils interactifs permettant la conception et l'analyse de la plupart des dispositifs semi-conducteurs s'appelle VWF (VirtualWafer Fabrication). Les composants de base de VWF sont [18].

Les outils de simulation (VWF core tools)

Ces outils simulent soit leurs processus de fabrication soit leurs comportements électriques.

Les outils de simulation sont Athena, Atlas et SSuprem3.

Les outils interactifs (VWF interactive tools)

Ces outils sont désignés pour être utilisés en mode interactif dans la construction d'un seul fichier d'entrée.

Les outils interactifs.

DECKBUILD : Le DECKBUILD est l'environnement où est défini le programme desimulation à travers des commandes spécifiques. De multiples simulateurs considérés comme des entrées peuvent être utilisés avec le DECKBUILD : ATHENA, ATLAS, SSUPREM3, sachant quechaque outil de simulation possède son propre langage de programmation.

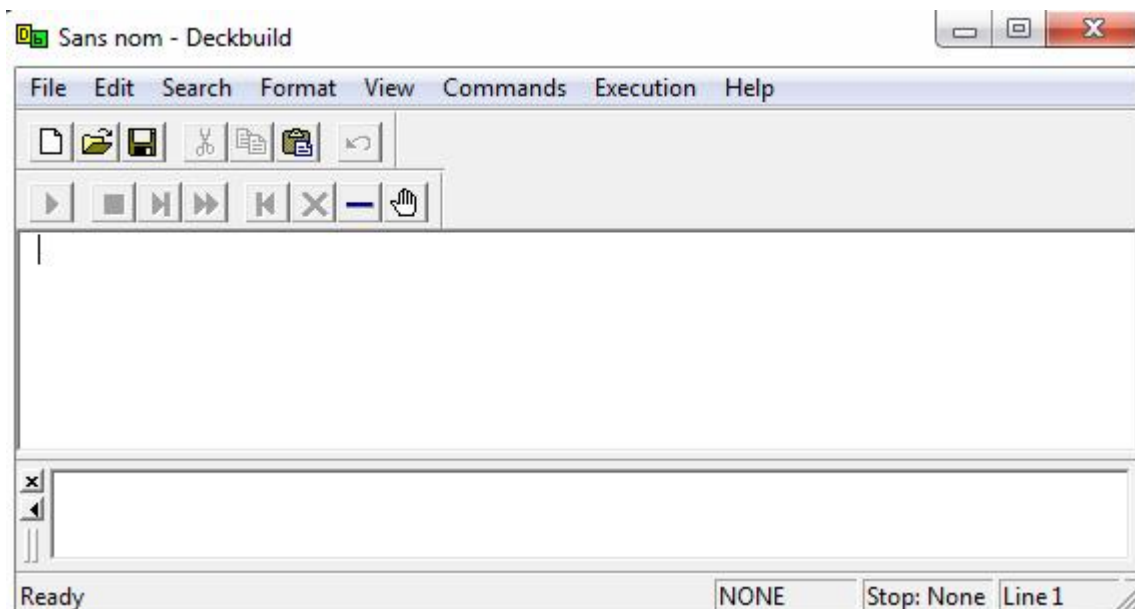


Figure III.1 l'environnement de deckbuild

- **DevEdit** : outil d'édition de structure, on peut créer des nouvelles structures ou même modifier des structures existantes,
- **Manager**: outil de de gestion des fichiers utilises et créés par VWF.
- **MaskViews**: outil de dessin des masques (layouts).
- Optimiseur : outil d'optimisation automatique outil d'optimisation automatique.
- **TONYPLOT**

TONYPLOT est l'environnement d'outils graphiques où sont visualisés les résultats des simulations, il peut être invoqué par tous les autres outils de Silvaco. Il donne des possibilités complètes pour la visualisation et l'analyse des caractéristiques de sortie

(structureducomposant électronique, profil de dopage, et caractéristiques électriques). Selon le programme de simulation, TONYPLOT peut donner des caractéristiques de sortie en une dimension (1D), deux dimensions (2D), ou trois dimensions (3D).

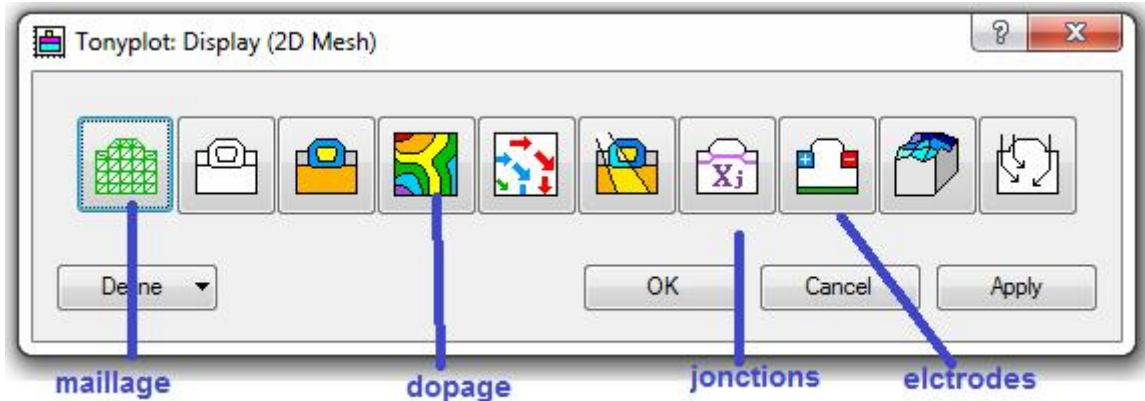


Figure III.2. L'environnement tonyplot

III. 4. Logiciel de simulation « Silvaco-Atlas »

Le logiciel de simulation ATLAS est un simulateur de modélisation Bidimensionnelle de composants capable de prédire les caractéristiques électriques de la plupart des composants semi-conducteurs en régime continu, transitoire ou fréquentiel. En plus du comportement électrique "externe", il fournit des informations sur la distribution interne de variables telles que les lignes de courant, le champ électrique ou le potentiel. Ceci est réalisé en résolvant numériquement l'équation de Poisson et les équations 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.

La Figure (III-2) montre les entrées et les sorties du logiciel «Atlas » dont l'environnement d'exécution «DeckBuild» reçoit les fichiers d'entrée, dans lesquelles «Silvaco-Atlas » a été appelé à exécuter le code, et « TonyPlot » a été utilisé pour afficher et visualiser la sortie de la simulation.

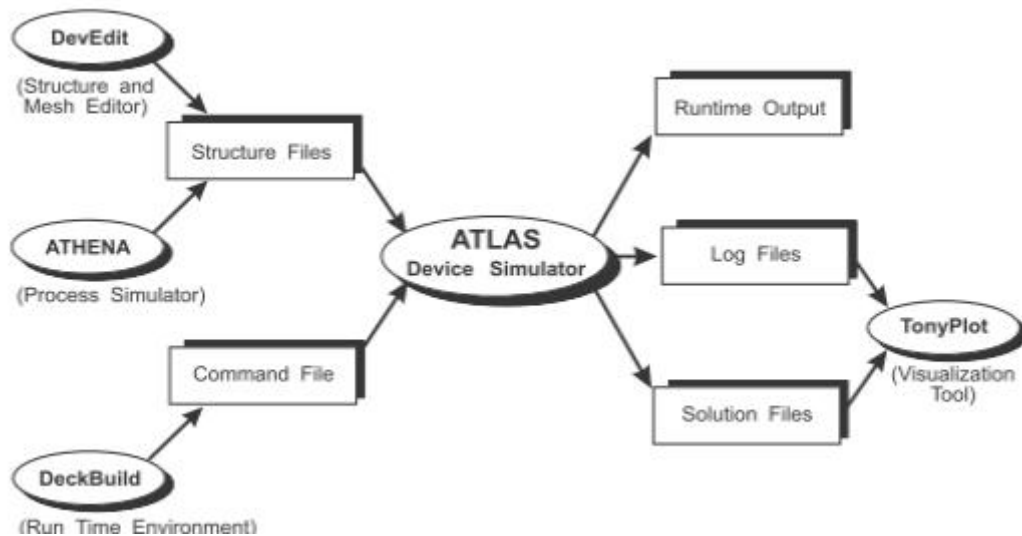


Figure III-3 : Entrées et sorties du logiciel « Atlas » [17].

III.4.1 Structure de fichier d'entrée

« Silvaco-Atlas » reçoit les fichiers d'entrée à travers « DeckBuild ». Le code écrit dans le fichier d'entrée appelé « Atlas » pour fonctionner avec la commande suivante :

« Go Atlas » Suite à cette commande, le fichier d'entrée doit suivre un modèle.

Les groupes de commandes sont indiqués sur la Figure (III-4).

<i>Group</i>		<i>Statements</i>
1. Structure Specification	————	MESH REGION ELECTRODE DOPING
2. Material Models Specification	————	MATERIAL MODELS CONTACT INTERFACE
3. Numerical Method Selection	————	METHOD
4. Solution Specification	————	LOG SOLVE LOAD SAVE
5. Results Analysis	————	EXTRACT TONYPLOT

Figure III-4 : Groupes de commandes [17].

III.4.2. Spécification de la structure étudiée

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

- **Maillage**

Le maillage est une série de lignes horizontales et verticales. Dans notre étude, le maillage utilisé est à deux dimensions, par conséquent, seuls les paramètres x et y sont définis. La figure (III-5) montre le maillage de notre structure.

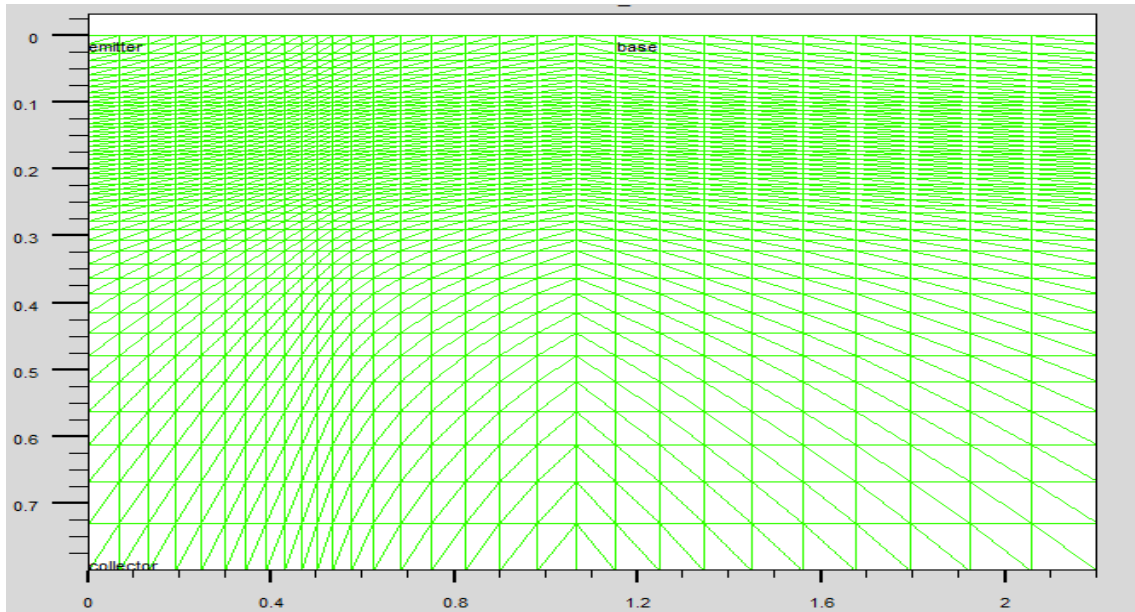


Figure III-5 : Maillage à deux dimensions (x,y).

- **Electrodes**

« Atlas » a une limite de 50 électrodes qui peuvent être définies. Le format de définition d'électrodes est comme suit :

ELECTRODE NAME = < nom de l'électrode >< position des paramètres >

La figure (III-7) montre la position de l'anode et la cathode par des valeurs de x et de y.

- **Dopage**

Le dernier aspect de la spécification de la structure qui doit être défini est le dopage. Le format de la déclaration de dopage dans « Atlas » se présente comme suit :

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

Dans la figure (III-8), les types de dopage et les niveaux de dopage sont définis. Le dopage peut être de type N ou P. Le type de distribution peut être uniforme ou gaussienne.

- **Spécification du modèle et du matériau**

Après la définition de la structure, il faut spécifier les modèles des matériaux, elle se compose de quatre parties : matériau, modèles, contact et interface.

- **Matériau**

Le format de la déclaration du matériau est le suivant :

MATERIAL < localisation >< définition du matériau >

Exemple :

Material Material = SiGe MUN = 2100 MUP = 750 TAUN0 = 3e-8 TAUP0 = 2e-8

Dans cet exemple, « Material » apparaît deux fois, le premier est considérée comme la déclaration du matériau et le second est considéré comme un paramètre de localisation.

Plusieurs autres paramètres peuvent être définis par la déclaration « Material », comme exemples de ces paramètres : 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.

- **Modèles**

Les modèles physiques sont classés en cinq catégories :

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

La syntaxe de la déclaration du modèle est la suivante :

MODEL< paramètres générales > / < paramètres du modèle >

Le choix du modèle dépend des matériaux choisis pour la simulation.

Exemple : SRH FLDMOB CONMOB

SRH est le modèle de Shokley-Read-Hall.

CONMOB est le modèle dépendant de la concentration.

FLDMOB est le modèle dépendant du champ électrique parallèle.

- **Contact**

Le contact détermine les attributions des électrodes. La syntaxe du contact est la suivante :

Contact nombre = < n > | NOM = <ename> | ALL

Cette expression montre la déclaration « contact »,

Exemple :

Name=emitter x.min=0.0 x.max=0.5 y.min=0.0 y.max=0.0

- **Interface**

Les limites du semi-conducteur ou de l'isolant sont déterminées dans la déclaration d'interface. La syntaxe est la suivante :

INTERFACE [<parameters>]

III.5. Méthodes numérique à sélectionner

Après la précision du modèle de matériaux, la sélection de la méthode numérique doit être indiquée. Parmi les différentes méthodes numériques de résolution des systèmes d'équation, trois types de techniques sont utilisées dans « Silvaco-Atlas » :

- 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 .6. Spécification de Solution

Les instructions de spécification de la solution sont : Log, Solve, Load et Save.

- **Log**

Log enregistre toutes les caractéristiques terminales dans un fichier de données.

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

```
LOG OUTFILE = myoutputfile.log
```

L'exemple montre l'enregistrement de données dans le fichier « myoutputfile.log ».

- **Solve** (Résoudre)

L'instruction SOLVE suit l'instruction LOG. Elle effectue une solution pour un ou plusieurs points de polarisation. Ce qui suit est un exemple de l'instruction SOLVE.

- **Load et Save** (chargement et sauvegarde)

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.7. Analyse des résultats

Les résultats et les informations obtenues par la simulation peuvent être affichés graphiquement avec « TonyPlot ».

III.8. Resultat de simulation sous silvaco Atlas

Afin d'examiner les effets de la variation de certains paramètres de notre structure tel que la concentration de dopage, la fréquence et la fraction de germanium sur son gain en courant, nous avons pu effectuer différentes simulations ou nous avons pu faire varier à chaque fois les grandeurs d'un paramètre en maintenant les autres grandeurs constantes.

Lors de la simulation sous environnement Atlas, les paramètres du silicium sont fixés par défaut, et sont représentés dans le tableau suivant :

paramètre	valeur
Energie de gap (E_g)	1.8 ev
Affinité électronique (χ_{si})	1.0 ev
Densité de porteur dans la bande de conduction (N_C)	$2.8 \cdot 10^{19} / \text{cm}^3$
Densité de porteur dans la bande de valence (N_V)	$1.04 \cdot 10^{19} / \text{cm}^3$
Concentration Intrinsèque (n_i)	$1.15 \cdot 10^{10} / \text{cm}^3$
Le travail de sortie du métal (Φ_m)	4.612 ev
Mobilité des électrons (μ_n)	$1000 \text{ cm}^2/\text{v.s}$
Mobilité des électrons (μ_p)	$500 \text{ cm}^2/\text{v.s}$

Tableau (III-1): paramètres physique fixes par défaut dans le simulateur.

III.9. Influence de la variation du dopage

III.9.1. sur le gain statique

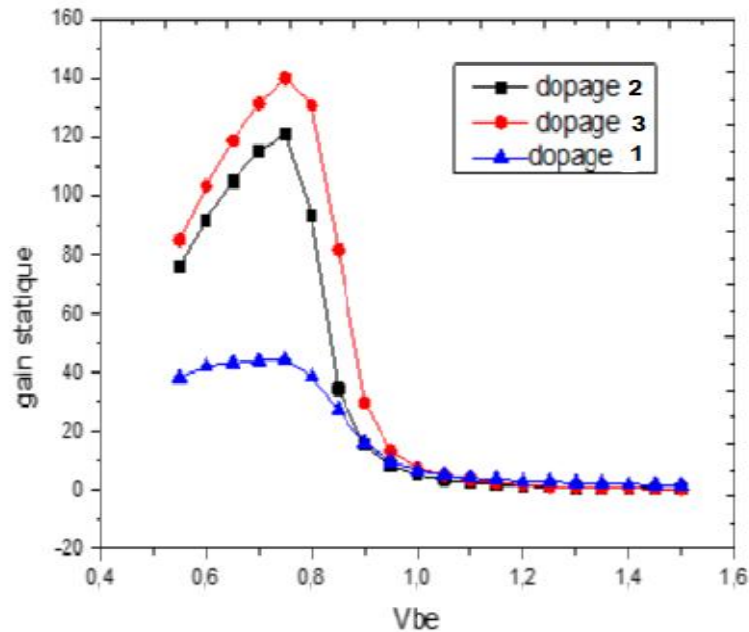


Figure III.6. Évolution de gain statique en fonction de la polarisation Vbe avec des profils de dopages différents.

Cette figure représente l'évolution de gain en courant avec la tension base-émetteur pour différentes valeurs de dopage (profil 1, profil 2, profil 3). Nous remarquons clairement que un maximum de gain est atteint pour le profil 2. La dégradation du gain est due à une recombinaison plus élevée dans la région de la base.

Les profils de dopage sont illustrés dans le tableau suivant :

	Emetteur	Base	collecteur
Profil 1(at/cm ³)	1.10^{15}	1.10^{15}	2.10^{16}
Profil 2(at/cm ³)	1.10^{16}	1.10^{16}	8.10^{16}
Profil 3(at/cm ³)	1.10^{19}	10^{19}	5.10^{19}

Tableau III.2 représentation des profils de dopages.

Le collecteur et l'émetteur sont dopés en N (phosphore) et la base en P (boron).

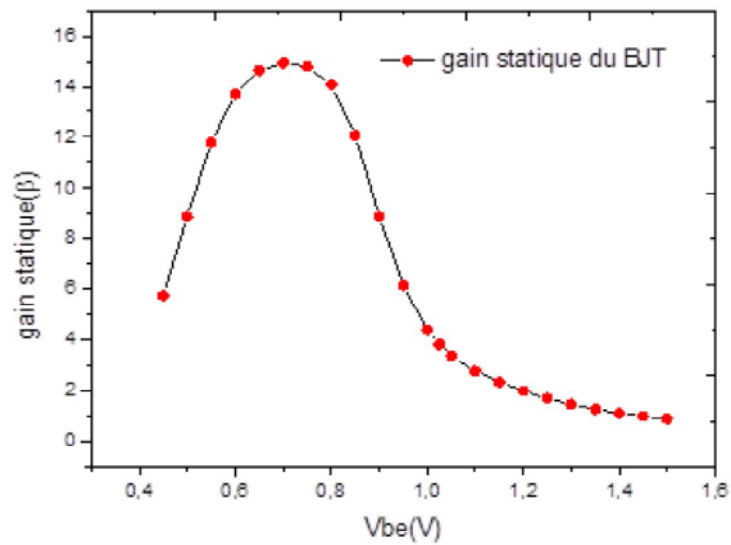


Figure III.7. Evolution de gain statique dans un BJT avec le profil de dopage 2

Cette figure représente l'évolution de gain statique avec la variation de dopage (profil 2) d'un transistor bipolaire qui a un même dopage d'un HBT représenté en figure III.10 .on remarque que la valeur maximale de gain est de 15 pour le BJT et du 145 pour le HBT, soit une augmentation avec un facteur de 10.

III.9.2. Influence sur le gain en puissance (U)

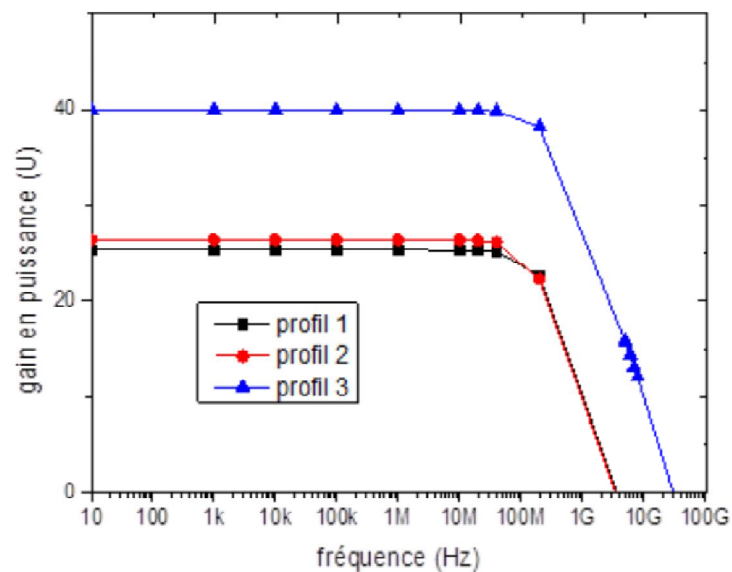


figure III.8 Evolution de gain (U) avec le dopage.

- **Influence sur le gain dynamique (H_{21})**

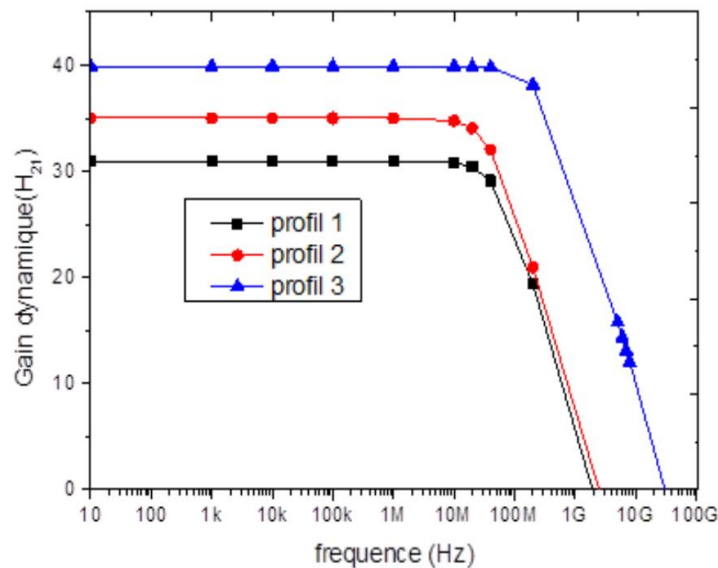


Figure III.9. Évolution de gain dynamique en fonction de la fréquence avec des profils de dopages différents.

Sur les figures (III.8 et III.9), 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.

La décroissance observée est due aux différents éléments intrinsèques qui engendrent un retard dans le déplacement des porteurs : le temps de transit direct, les capacités de jonctions ainsi que les résistances d'émetteur et de collecteur.

- **La fréquence d'oscillation maximale F_{max}**

A partir de gain Unilatéral (gain en puissance) on détermine la fréquence maximale d'oscillation F_{MAX} , fréquence de transition où $U=1$ (0 dB), et au delà de laquelle le quadripôle est passif. Lorsqu'elle n'est pas directement mesurable, sa détermination s'appuie sur une évolution théorique de U en -20 dB/décade en fonction de la fréquence.

$F_{\text{max}} = 4.54\text{ GHz}$ pour le profils 1 et 2.

$F_{\text{max}} = 38.5\text{ GHz}$ pour le proofil 3.

Sur la figure III.8, on remarque que le gain en régime dynamique suit un plateau avant de décroître selon une pente de -20dB par décade.

- **La fréquence de transition**

la fréquence de transition du gain en courant, f_T , correspond à $|H_{21}|=1$ (0 dB). La fréquence F_t constitue une caractéristique très importante lors de la caractérisation du HBT.

Ft=3.3 Ghz pour le profil 1

Ft=4.15 Ghz pour le profil 2

Ft=37 Ghz pour le profil 3

III.10. Influence de la fraction de germanium dans la base

II.10.1. Sur le gain statique

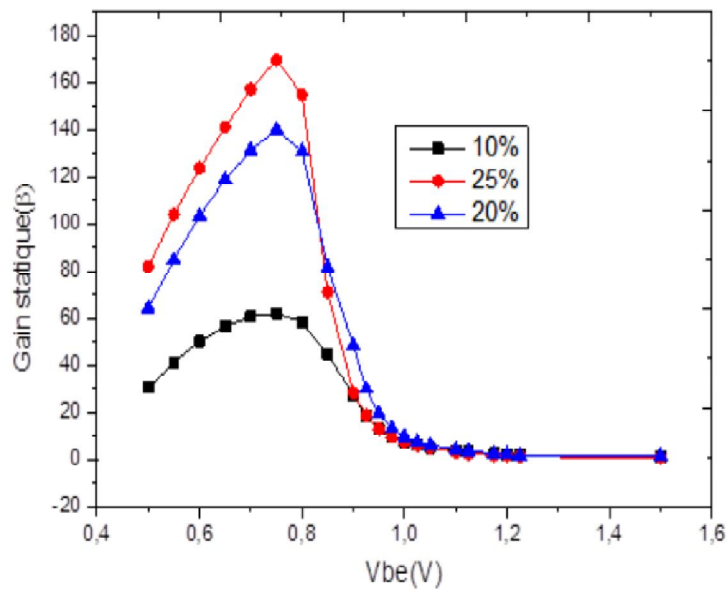


Figure III.10 évolution de gain statique avec la variation de la fraction de Ge dans la base.

Nous pouvons tout de suite remarquer quand la fraction de germanium dans la base le gain augmente davantage. La valeur maximale atteinte est de 175 pour une fraction de 25% de germanium et la valeur minimale est de 60 pour une même polarisation de V_{be} .

III.10.2. Sur le gain dynamique

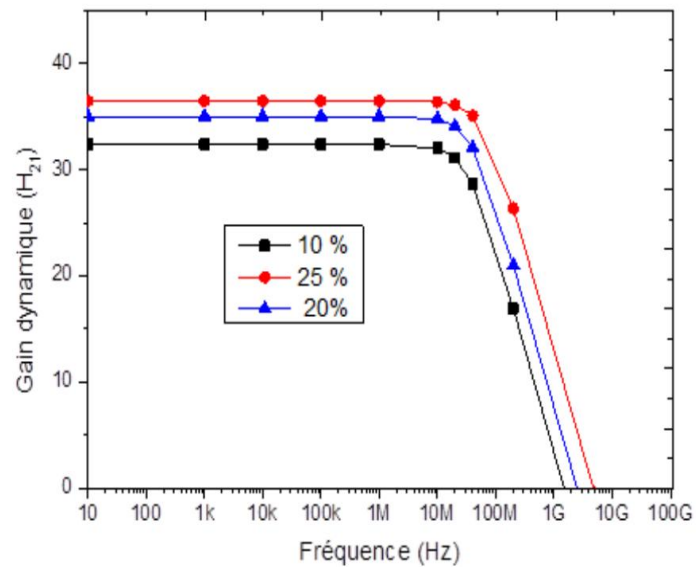


Figure III.11. Evolution de gain dynamique en fonction de la fraction de Ge dans la base.

Dans cette figure on remarque quand on augmente la fraction de germanium contenue dans la base le gain et la fréquence de transition augmentent. A un pourcentage de Ge constant, la largeur de la bande interdite de la base est réduite, ce qui entraîne une diminution de la barrière de potentiel vue par les électrons à la jonction émetteur-base.

1.48 GHz pour 10 %

2.65 GHz pour 20 %

4.87 GHz pour 25 %

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le simulateur numérique SILVACO, à ces derniers, nous avons pu simuler le transistor HBT à base de SiGe et d'étudier quelques caractéristiques statiques et dynamique (gains) d'un composant par SILVACO.

Cette partie a également permis d'étudier le comportement dynamique du transistor électrique, la fréquence de transition et la fréquence maximale d'oscillation

La fréquence de transition obtenue est de 28GHz tandis que la fréquence maximale d'oscillation atteinte est 29.9 GHz.

Ce logiciel reste très performant pour l'étude des transistors à hétérojonctions et leurs caractéristiques.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire se place dans le cadre d'étude 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 électriques à savoir le gain statique, le gain dynamique.

Nous avons ainsi démontré l'intérêt de l'utilisation du transistor bipolaire à hétérojonction. En effet, l'introduction du transistor bipolaire à hétérojonction présente aujourd'hui une évolution qui a permis de surpasser les limites de 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 but de confirmer les modifications apportées qui influent avantageusement sur les paramètres électriques des HBT nous avons réalisés quelques simulation a l'aide de logiciel de Silvaco Atlas, les résultats obtenus sont satisfaisants en terme de valeurs pour le gain pour des différents dopages et fractions de germanium contenues dans la base.

Comme perspective a l'étude des transistors HBT SiGe nous proposons de d'incorporer du carbone a l'intérieure de la base conjointement avec le germanium pour avoir des meilleures performances a savoir le gain, la fréquence de coupure.

Bibliographie

[01] **Melania LIJADI**, <<TRANSISTORS BIPOLAIRES A HETEROJONCTION : DEVELOPPEMENT D'UNE FILIERE InP/GaAsSb POUR APPLICATIONS ULTRA-RAPIDES>>, thèse de doctorat, Université Paris VI, 23 septembre 2005

[02] **Thomas LACAVE**, « Transistor bipolaire Si/SiGe : C en nœud CMOS avancé pour applications (Sub)-Millimétriques », thèse de doctorat, université des Sciences et Technologies de Lille, 13 décembre 2013

[03] **HAMROUN Amine**, <<Caractérisation de transistor GaAs>> université Tlemcen

[04] **Maya LAKHDARA**, <<Etude de Composants Semi-conducteurs Réalisés en Technologie CMOS Dédiés à la Radio Fréquence>>, Thèse de doctorat UNIVERSITE MENTOURI – CONSTANTINE, 16 novembre 2009

[05] **Benoit BARBALAT**, <<Technologie et Physique de Transistors Bipolaires a Hétérojonction Si/SiGeC Auto-alignés très Hautes Fréquences >> Thèse de doctorat, UNIVERSITE PARIS-SUD XI, décembre 2007

[06] **BOUHOUCHE MANEL**, <<étude de l'influence des défauts technologiques sur les caractéristiques électriques des HBT>> thèse de doctorat, UNIVERSITE MENTOURI – CONSTANTINE, 21-06-2006

[07] **JOSE CRUS NUNEZ PEREZ** <<contribution à la conception d'un système radiofréquence : de la modélisation de transistors bipolaires a l'évaluation des performances d'un système d'émission –réception>> thèse de doctorat, institut national des sciences appliquées de Lyon, 03 décembre 2007.

[07] **Julien DUVERNAY** <<<Développement et étude de transistors bipolaires à hétérojonctions Si/SiGeC de type pnp sur substrats SOI minces>> thèse de doctorat, UNIVERSITE TOULOUSE, 29 février 2008

[08] **M.LAKHDARA, S. Latreche, C. Gontrand** " Modélisation des défauts induits par la gravure du polysilicium dans un TBH Si/SiGe intégré dans une technologie BiCMOS", International Congress of Photovoltaic and Wind Energy, ICPWE'2003, Tlemcen, Alegria 21-23 Décembre 2003.

[09] **Peter Ashburn** <<SiGe Heterojunction Bipolar Transistors>>, University of Southampton, Southampton, UK, 2003

Bibliographie

[10] **John D. Cressler, Guofu Niu**<<Silicon-Germanium Heterojunction Bipolar Transistors>> 2003 ARTECH HOUSE, ISBN 1-58053-361-2

[11] **Julien Bouvier** <<Etude des épitaxies sélectives des alliages SiGe(C) pour électrode de base des transistors bipolaires performants >>, Ecole Doctorale Matériaux de Lyon, 07 octobre 2010

[12] **OKA Sadaharu, KOBAYASHI Shiji, YAKIHARA Tsuyoshi, MATSUURA Hiroyuki, MIURA Akira**<< Development of HBT-based Ultra-high speed Electron Devices>> Yokogawa Technical Report English Edition, No. 34 (2002)

[13] **Pierre-Marie MANS**,<<Optimisation de transistors bipolaires à hétérojonctions Si/SiGeC en technologie BiCMOS 0.25 μm pour les applications d'amplification de puissance>>, UNIVERSITE BORDEAUX I, thèse de doctorat.

[14] **Jean-Luc POLLEUX**<<CONTRIBUTION À L'ÉTUDE ET À LA MODÉLISATION DE PHOTOTRANSISTORS BIPOLAIRES À HÉTÉROJONCTION SIGE/SI POUR LES APPLICATIONS OPTO-MICROONDES>>, thèse de doctorat, CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET MÉTIERS, 2001.

[15] **Nicolas WALDHOFF**<< Caractérisations et modélisations des technologies CMOS et BiCMOS de dernières générations jusque 220 GHz>> thèse de doctorat L'UNIVERSITE DE LILLE 1, SCIENCES ET TECHNOLOGIE Ecole Doctorale Sciences Pour l'Ingénieur, décembre 2009

[16] **Dehimi Said**,

[17] Atlas User's Manual, Silvaco International, 2010.

[18] **BOUARABA Fazia**,<<Etude d'une LED à base d'InGaN pour l'émission de lumière blanche>>, MEMOIRE DE MAGISTER DE, Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou.

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

ANNEXE

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 p1.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 sig

impurity i.phos donor sig

structure outfile=hbtex01_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
```

```
solve previous
```

```
save outf=hbtex01.str
```

```
solve vcollector=0.0001
```

```
solve vcollector=0.001
```

```
solve vcollector=0.01
```

```
solve vcollector=0.1
```

```
solve vcollector=2
```

```
solve vbase=0.0001
```

```
solve vbase=0.001
```

```
solve vbase=0.01
```

```
solve vbase=0.1
```

```
solve vbase=0.05 vfinal=0.4 electrode=base
```

```
log outf=hbtex01_1.log
```

```
solve
```

```
solve vstep=0.05 vfinal=1.5 electrode=base
```

```
save outfile=hbtex01_1.str
tonyplot hbtex01_1.str
tonyplot hbtex01_1.log -set hbtex01_gummel.set
tonyplot hbtex01_1.log -set hbtex01_1_dccurrentgain.set
extract init infile="hbtex01_1.log"
extract name="Ic" y.val from curve(v."base",i."collector") where x.min=1.2 x.max=2.2 y.min=0.0
extract name="Ib" y.val from curve(v."base",i."base") where x.val=1.5
extract name="betamax" $Ic/$Ib
go atlas
mesh infile=hbtex01.str

method climit=1e-4
output band.param con.band val.band
load infile=hbtex01.str master
solve previous
solve vcollector=0.0001 ac freq=1e6
solve vcollector=0.001 ac freq=1e6
solve vcollector=0.01 ac freq=1e6
solve vcollector=0.1 ac freq=1e6
solve vcollector=0.5 ac freq=1e6
solve vcollector=0.75 ac freq=1e6
solve vcollector=1.0 ac freq=1e6

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

```
log outf=hbtex01_freq.log gains inport=base outport=collector width=50
```

```
solve vbase=1.0 vcollector=1.0 vstep=0.025 electrode=basecollector ac \
```

```
    freq=1 fstep=10 nfstp=7 mult.freq
```

```
solve vbase=1.0 vcollector=1.0 vstep=0.025 electrode=basecollector ac freq=2e7
```

```
solve vbase=1.0 vcollector=1.0 vstep=0.025 electrode=basecollector ac freq=4e7
```

```
solve vbase=1.0 vcollector=1.0 vstep=0.025 electrode=basecollector ac freq=2e8
```

```
solve vbase=1.0 vcollector=1.0 vstep=0.025 electrode=basecollector ac freq=5e9
```

```
solve vbase=1.0 vcollector=1.0 vstep=0.025 electrode=basecollector ac freq=6e9
```

```
solve vbase=1.0 vcollector=1.0 vstep=0.025 electrode=basecollector ac freq=7e9
```

```
solve vbase=1.0 vcollector=1.0 vstep=0.025 electrode=basecollector ac freq=8e9
```

```
solve vbase=1.0 vcollector=1.0 vstep=0.025 electrode=basecollector ac freq=5e10
```

```
solve vbase=1.0 vcollector=1.0 vstep=0.025 electrode=basecollector ac freq=8e10
```

```
solve vbase=1.0 vcollector=1.0 vstep=0.025 electrode=basecollector ac freq=1e11
```

```
tonyplot hbtex01_freq.log -set hbtex01_freq_accurentgain.set
```

```
tonyplot hbtex08_freq.log -set hbtex01_freq_unilateralpowergain.set
```

```
quit
```