

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR**  
**ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**  
**UNIVERSITE MENTOURI - CONSTANTINE**  
**FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR**  
**DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**

## *Thèse*

*Présentée pour obtenir le diplôme de Doctorat en sciences*  
*En Electronique*

*Spécialité: Dispositifs de l'électronique intégrée*

N° d'ordre :  
Série:

*Présentée par :*

**ManelBouhouche**

*Titre :*

## **Contribution à l'étude du transistor bipolaire à hétérojonction TBH Pour les applications hautes fréquences**

Soutenue le : 18/12/2012

<b>Président :</b>	Mme	<b>Farida HOBAR</b>	<b>Prof. Univ. Mentouri Constantine</b>
<b>Directeur de Thèse:</b>	Mme	<b>Saïda LATRECHE</b>	<b>Prof . Univ. Mentouri Constantine</b>
<b>Membre :</b>	Monsieur	<b>Abdelhafid CHAABI</b>	<b>Prof. Univ. Mentouri Constantine</b>
	Mme	<b>Cherifa. AZIZI</b>	<b>Prof. Univ. Oum El Bouaghi</b>
	Monsieur	<b>Nouredine. ZAABAT</b>	<b>Prof.Univ. Oum El Bouaghi</b>

Ce travail a été réalisé avec l'appui de coopération DPGRF (U. Mentouri Constantine, UMC, LHS)  
/CNRS (INL de Lyon), N°1958

# *Avant propos*

*Ce travail a été effectué au Laboratoire Hyperfréquence et semi-conducteurs LHS institut d'électronique, université Mentouri de Constantine.*

*Avant tout qu'il me soit permis d'exprimer ma profonde gratitude à Madame **Saida LATRECHE** Professeur à l'université Mentouri d'avoir assurée l'encadrement de cette thèse durant ces années de recherche. Je la remercie pour ses qualités scientifiques et humaines qui ont contribué à l'aboutissement de cette thèse.*

*Ma gratitude s'adresse également à Madame **Farida HOBAR**, professeur à l'université Mentouri, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.*

*Je remercie également Madame **Cherifa AZIZI** Professeur à l'université d'Oum el Bouaghi, et Monsieur **Nouredine ZAABAT** Professeur à l'université d'Oum el Bouaghi, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant la lourde tâche de rapporter ce travail de thèse. Qu'ils trouvent ici le témoignage de ma gratitude pour leurs participations au jury.*

*Je suis particulièrement reconnaissante à Monsieur le Professeur **Abdelhafid CHAABI** professeur à l'université Mentouri pour l'intérêt qu'ils portent à ces travaux en acceptant de faire partie du jury de thèse.*

*Ce travail n'aurait pu être effectué sans l'aide de Monsieur Christian GONTRAND Professeur à l'institut de Nanotechnologies de Lyon INL. INSA de Lyon. Qu'il puisse trouver dans cette thèse, la preuve de ma reconnaissance pour sa précieuse contribution et son soutien constants.*

*J'associe à mes remerciements tous les membres du laboratoire LHS, de l'université Constantine pour l'ambiance conviviale dans laquelle s'est déroulée cette thèse, et pour avoir contribué de près ou de loin à l'accomplissement de ce travail.*

*Enfin, un grand merci pour ceux que je n'ai pu désigner et qui m'ont aidé de près ou de loin à parcourir ce chemin.*



# Sommaire

# Sommaire

Liste des figures .....	I
Liste des tableaux .....	i
Introduction Générale.....	1
<b>Chapitre I : Etat de l'art sur le fonctionnement du transistor bipolaire à hétérojonction SiGe</b>	
I. Introduction .....	4
II. Principe de base du fonctionnement du transistor bipolaire .....	4
II.1. Présentation .....	4
II.2. Fonctionnement en régime statique.....	5
II.2.1. Bilan des courants circulant dans le transistor .....	5
II.2. figure de mérites.....	6
II.3. Fonctionnement dynamique .....	7
II.3.1. Temps de transit.....	7
II.3.1.1. Temps de transit dans la base.....	8
II.3.1.2. Temps de transit dans l'émetteur $\tau_E$ .....	8
II.3.1.3. Temps de transit dans la ZCE base-émetteur $\tau_{BE}$ .....	9
II.3.1.4. Temps de transit dans la ZCE base-collecteur $\tau_{BC}$ .....	9
II.3.2. Fréquence de transition $f_T$ .....	10
II.3.3. Fréquence maximale d'oscillation $f_{max}$ .....	10
II.4. Effets du second ordre.....	11
II.4.1. Effets non idéaux à faible polarisation .....	11
II.4.1.1. Le courant de génération/recombinaison .....	11
II.4.1.2. Effet tunnel.....	12
II.4.2. Effets non idéaux à forte injection.....	12
II.4.2.1. Effet EARLY .....	12
II.4.2.2. Effet Kirk .....	12
II.4.2.3. L'effet Webster .....	12
II.4.2.4. Le perçage de la base .....	12
III. Du transistor bipolaire à homojonction au transistor à hétérojonction SiGe .....	13
III.1. Les limites des transistors bipolaires homojonction .....	13
III.2. Intérêt du matériau SiGe .....	14
III.2.1. Paramètre de maille et contrainte .....	14
III.2.2. Epaisseur critique .....	16

## Sommaire

---

III.2.3. Energie de bande interdite.....	16
III.2.4. Raccordement des bandes .....	18
III.3. Application de l'alliage SiGe au Transistor bipolaire à hétérojonction.....	19
III.3.1. Etat de l'art des TBH SiGe.....	19
III.3.2. Diagramme de bande d'énergie de l'hétérostructure Si/SiGe.....	21
III.3.3. Les différents profils de Germanium .....	21
III.4. Influence du Germanium sur les caractéristiques électriques du transistor.....	23
III.4.1. Impact sur les caractéristiques statiques.....	23
III.4.2. Influence sur les performances dynamiques .....	24
III.5. Incorporation de Carbone .....	26
III.5.1. Limites de l'alliage SiGe.....	26
III.5.2. Rôle du Carbone dans l'alliage SiGe .....	26
III.5.2.1. Structure cristalline.....	26
III.5.2.2. Largeur de la bande interdite du matériau SiGeC .....	27
IV. La technologie BiCMOS SiGe.....	28
IV.1. Pourquoi la technologie BiCMOS SiGe? .....	28
IV.2. Evolution des technologies BiCMOS.....	28
V. Caractéristiques électriques.....	31
V.1. Caractéristiques statiques.....	31
V.1. 1. Tracé de Gummel .....	31
V.1. 2. Tensions d'avalanche .....	32
V.2. Caractéristiques dynamiques du transistor bipolaire .....	33
V.2.1. Comportement en haute fréquence: Analyse «petit signal».....	33
V.2.1.1 Théorie des quadripôles.....	33
V.2.2. fréquence de transition .....	35
V.2.3. Fréquence d'oscillation maximale.....	36
VI. Les potentialités des TBH SiGe pour la conception de circuits radiofréquences .....	36
VI.1. Objectifs de la réalisation de l'oscillateur radiofréquences.....	36
VII. Conclusion.....	38
Références bibliographiques.....	39
<b>Chapitre II : Modélisation des défauts d'implantation de la base extrinsèque et intérêt du carbone dans les TBH SiGe</b>	
I. Introduction .....	46
II. Elaboration du modèle relatif aux des hétérojonctions SiGe.....	47
II.1. Présentation générale.....	47
II.2. Description de l'environnement de simulation .....	47
II.3. Méthodologie de la simulation.....	47
II.3.1. Description de la structure d'étude.....	48

II.3.1. 1. Présentation de la technologie.....	48
II.3.1.2. Définition de la structure sous ISE .....	49
II.3.2. Simulation électrique sous DESSIS .....	51
II.3.2.1. Equations fondamentales (modèle dérive-diffusion) .....	51
II.3.3. Modèles physiques utilisés pour la simulation du TBH SiGe sous ISE/DESSIS ..	52
II.3.3.1. Constante diélectrique.....	52
II.3.3.2. Modèle de la mobilité des porteurs .....	53
II.3.3.3. Modèle Recombinaison .....	55
II.3.3.4. La largeur de la bande interdite.....	56
III. Caractéristiques électriques .....	58
III.1. Les Caractéristiques I(V) .....	58
III.1.1. Etude de l'idéalité des courants.....	59
III.1.2. Intérêts du Germanium.....	60
III.2. Caractéristiques dynamiques .....	60
IV. Défauts électriquement actifs présents dans le TBH.....	61
IV.1. Introduction sur les défauts.....	61
IV.2. Classification des défauts .....	61
IV.2.1. Arrangements spatiaux des défauts .....	62
IV.2.1. Les niveaux d'énergie associés aux défauts .....	63
IV.2.1.1. Les niveaux superficiels.....	63
IV.2.1.2. Les niveaux profonds .....	63
IV.3. Origine des défauts dans le transistor bipolaire à hétérojonction SiGe .....	63
IV.3.1. L'implantation ionique.....	64
IV.3.2. Les effets des défauts d'implantation de la base sur la diffusion du bore la TED	64
IV.3.3. Effet bloquant du carbone sur la diffusion du bore.....	65
IV.3.4. Difficultés d'élaboration des alliages carbonés .....	66
IV.4. Nécessité de la caractérisation des défauts électriquement actifs.....	67
IV.4.1. Signature des défauts d'implantation étudiés.....	68
IV.4.1.1. Section de capture et énergie d'activation.....	68
IV.4.1.2. Densité effective des défauts .....	69
IV.4.1.3. Localisation des défauts d'implantation de la base extrinsèque.....	69
IV.4.2. Techniques d'étude des défauts dans les composants.....	70
IV.5. Modélisation des défauts d'implantation de la base extrinsèque.....	70
IV.5.1. Influence des défauts d'implantation sur les caractéristiques du TBH .....	71
IV.5.2. Effet de différentes caractéristiques des défauts .....	72
IV.5.2.1. Effet de section de capture .....	72
IV.5.2.2. Effet de la concentration des défauts.....	73

IV.5.2.3. Effet du niveau d'énergie des défauts .....	74
IV.6. Effet des dimensions de la base .....	76
IV.7. Apport du carbone dans les TBH SiGe.....	78
IV.7.1.Modèles physiques relatifs au matériau SiGeC .....	79
IV.7.1.1.Constante diélectrique .....	79
IV.7.1.2.Largeur de la bande interdite du SiGeC .....	79
IV.7.1.3.Durée de vie de porteurs.....	79
IV.7.2.Influence du Carbone sur les caractéristiques électriques du TBH SiGe .....	80
IV.7.2.1. Effet du Taux du carbone sur les performances statiques .....	80
IV.7.2.2. Effet du Taux du carbone sur les performances statiques .....	82
IIV. Conclusion .....	83
Références bibliographiques.....	84

### **Chapitre III: Etude et modélisation du bruit basse fréquence des transistors bipolaires à hétérojonction Si/SiGe**

I. Introduction .....	89
II. Généralités sur le bruit basse fréquence .....	90
II.1.Définition du bruit basse fréquence .....	90
II.2.Approche mathématique .....	90
II.2.1.Densité spectrale de puissance .....	90
II.2.2.Fonction d'autocorrélation .....	91
II.3. Sources de bruit.....	92
II.3.1. Les sources de bruit irréductibles .....	92
II.3.1.1.Les bruits de diffusion .....	92
II.3.1.1.1. Le bruit thermique: .....	93
II.3.1.1.2. Le bruit quantique:.....	93
II.3.1.1.3.Le bruit d'électrons chauds:.....	93
II.3.1.2. Bruits liés à la jonction entre deux semi-conducteurs.....	93
II.3.1.2.1.Le bruit de grenaille:.....	94
II.3.1.2.2.Le bruit d'avalanche: .....	94
II.3.2.Bruit en excès .....	94
II.3.2.1. Bruit de Génération-Recombinaison: .....	94
II.3.2.2. Bruit de scintillation ou bruit en 1/f.....	95
II.3.2.3. Bruit en créneau ou RTS.....	96
II.4.Décomposition d'un spectre en différentes composantes .....	98
II.5. Intérêt de l'étude du bruit aux basses fréquences dans les TBH ( $f < 1\text{MHz}$ ) .....	99
III. Modélisation du bruit basse fréquence d'un TBH SiGe .....	99
III.1. Méthode de simulation du bruit basse fréquence sous ATLAS.....	99

## Sommaire

---

III.2. Etude du spectre du bruit aux basses fréquences d'un TBH SiGe( $f < 10^5$ ) .....	100
III.2. 1. Identification des sources de bruit dans un TBH SiGe sans défauts .....	101
III.2.2. Identification des sources de bruit dans les TBH SiGe avec des défauts d'implantation de la base.....	101
III.2.3. Effet de la tension de polarisation .....	103
III.2.3.1. spectre d'un composant sans défauts.....	103
III.2.3.2. Spectre d'un composant présentant des défauts d'implantation.....	104
III.2.4. Dépendance du bruit BF en fonction du courant de base.....	105
III.2.5. Modélisation de l'influence des défauts d'implantation sur le bruit BF .....	107
III.2.5.1. Influence de la concentration des défauts.....	107
III.2.5.2. Influence de la section de capture des défauts.....	108
III.2.5.3. Influence de l'énergie d'activation des défauts .....	109
IV. Conclusion.....	110
Références bibliographiques.....	111
<b>Chapitre V: Modélisation du bruit de phase dans les oscillateurs à base de TBH SiGe et des phénomènes de conversion du bruit de substrat</b>	
I. Introduction .....	114
II.Eléments de théorie sur les oscillateurs .....	115
II.1. Théorie des oscillations .....	115
II.1.1. Conditions d'oscillations .....	115
II.1.2. Conditions de démarrage d'un oscillateur .....	116
II.2. Oscillateurs à circuit résonant de type LC Colpitts.....	116
II.3. Oscillateur: intérêt des transistors SiGe .....	117
III. Le bruit de phase dans les oscillateurs.....	118
III.1 Principe de génération.....	118
III.2. Formulation générale du bruit de phase dans les oscillateurs.....	119
III.3. Différentes approches d'analyse du bruit de phase dans les circuits oscillants .....	121
III.3.1. Théorie de Leeson .....	121
III.3.2. Modèle d'Hajimiri:.....	122
IV. Simulation de l'oscillateur.....	125
IV.1. présentation de la simulation mixte (Mixed Mode Simulation) .....	126
IV.2. Présentation du circuit .....	126
IV.3. Détermination des conditions d'oscillation par analyse petit signal .....	127
IV.4. Analyse temporelle (transitoire) régime établi et stabilité.....	129
V. Etude du bruit de phase d'un oscillateur Colpitts à base d'un TBH SiGe.....	130
V.1. Influence des défauts technologiques sur le bruit de phase .....	130
V.1.1. Variation du déphasage du signal de sortie en fonction de la densité des défauts	131

## Sommaire

---

V.1.2. Variation du déphasage du signal de sortie en fonction de la section de capture	131
V.1.3. Influence de l'énergie d'activation des défauts.....	132
V.2. Étude du bruit de phase dans un oscillateur Colpitts à base d'un TBH.....	133
V.2.1. Méthode de simulation du bruit de phase par la méthode d'Hajimiri sous ISE ...	133
V.2.2. Sensibilité de l'oscillateur aux sources de bruit.....	134
V.2.3. Vérification de la linéarité du model.....	135
V.2.4. Simulation de la fonction ISF.....	137
V.2.5. Cas d'une impulsion de tension.....	140
IV. bruit de substrat .....	143
IV.1. Généralités sur le bruit de substrat.....	143
IV.2.Sources de bruit substrat.....	144
IV.3. Génération des parasites dans le substrat.....	144
IV.4.bandes latérales causées par les perturbations .....	145
IV.5. Etude du bruit de substrat .....	146
IV.5.1.Spectre du signal de sortie de l'oscillateur étudié.....	147
IV.5. 2. Perturbations injectés au niveau du circuit LC .....	147
IV.5.2.1. Injection d'un signal sinusoïdal .....	147
IV.5.2.2. Injection d'un signal horloge.....	148
VI.5.2.2.1.Influence de l'amplitude du signal horloge injecté .....	150
VI.5.2.2.2.Influence de la fréquence du signal injecté .....	151
III. 5.3. Décomposition en série de Fourier.....	151
III. 5.4. Perturbation au niveau du substrat .....	154
IV.Conclusion.....	155
Références bibliographiques.....	157
Conclusion Générale .....	159

# Liste des figures

<b>Chapitre I</b>	<b>Etat de l'art sur le fonctionnement du transistor bipolaire à hétérojonction SiGe</b>	<b>pages</b>
<b>Figure I.1</b>	(a) Représentation du transistor bipolaire NPN, (b) représentation symbolique, (c) profile de dopage.....	5
<b>Figure I.2</b>	Principaux courants du transistor bipolaire dans un mode de fonctionnement direct.....	6
<b>Figure I.3</b>	Exemple de courbe de Gummel.....	11
<b>Figure I.4</b>	Variation du paramètre de maille du cristal $Si_{1-x}Ge_x$ en fonction de la composition de Ge déterminées par Dismukes et par la loi de Vegard [16].....	14
<b>Figure I.5</b>	Croissance d'une couche SiGe sur un substrat Si a) d'une croissance Pseudo-morphique et b) d'une croissance relaxée.....	15
<b>Figure I.6</b>	Epaisseur critique de la couche $Si_{1-x}Ge_x$ en fonction de la teneur en Ge [24].....	16
<b>Figure I.7</b>	Structures des bandes d'énergie pour (a) Silicium, (b) Germanium.....	16
<b>Figure I.8</b>	Energie de bande interdite d'un alliage $Si_{1-x}Ge_x$ contraint et non contraint en fonction de la composition de Germanium [26].....	17
<b>Figure I.9</b>	Raccordement des bandes entre un substrat Si et un film de SiGe contraint.....	18
<b>Figure I.10</b>	Offset de la bande de valence $\Delta E_V$ et de la bande de conduction $\Delta E_C$ , ainsi que la différence des bandes interdites $\Delta E_g$ , en fonction de la teneur en Ge pour SiGe contraint [32].....	18
<b>Figure I.11</b>	Comparaison des diagrammes de bandes d'un transistor bipolaire NPN tout silicium et d'un transistor à hétérojonction Si/SiGe.....	21
<b>Figure I.12</b>	Les trois principaux types de profils de germanium uniforme, Trapézoïdal et triangulaire.....	22
<b>Figure I.13</b>	Diagrammes de bande d'énergie avec une base SiGe dont le profil en Germanium est constant et graduel.....	22
<b>Figure I.14</b>	Evolution des différentes architectures SiGeBiCMOS.....	30
<b>Figure I.15</b>	Evolution des performances des technologies SiGeBiCMOS et leurs applications.....	31
<b>Figure I.16</b>	Tracé de Gummel d'un transistor bipolaire.....	32

<b>Figure I.17</b>	Définition de la tension de claquage $BV_{CEO}$ .....	33
<b>Figure I.18</b>	présentation des ondes incidentes (a1, a2) et des ondes réfléchies (b1, b2) aux accès d'un quadripôle.....	34
<b>Figure I.19</b>	Evolution du gain dynamique en fonction de la fréquence.....	35
<b>Chapitre II</b>	<b>Modélisation des défauts d'implantation de la base extrinsèque et intérêt du carbone dans les TBH SiGe</b>	
<b>Figure II.1</b>	Organigramme présentant les étapes de la simulation.....	48
<b>Figure II.2</b>	Exemple de la structure simulée.....	49
<b>Figure II.3</b>	Profil de dopage pour la structure d'étude.....	50
<b>Figure II.4</b>	Evolution de la mobilité des porteurs minoritaires et majoritaires dans le silicium en fonction du dopage dans le Silicium, pour une température de 300 K.....	54
<b>Figure II.5</b>	Evolution de la mobilité pour un BJT et un TBH SiGe.....	55
<b>Figure II.6</b>	Evolution de la bande interdite pour un BJT et un TBH SiGe avec un profil graduel de Germanium.....	58
<b>Figure II.7</b>	Diagramme de bande d'énergie pour un BJT et un HBT SiGe à profil graduel de Germanium au travers de la base.....	58
<b>Figure II.8</b>	Courant de collecteur et de base en fonction de la polarisation de la base ( $V_{be}$ ) pour un BJT et un TBH SiGe.....	59
<b>Figure II.9</b>	Gain en courant en pour un BJT et TBH SiGe.....	60
<b>Figure II.10</b>	Gain en courant en fonction du pourcentage de Germanium.....	60
<b>Figure II.11</b>	Fréquence de coupure en fonction du pourcentage de Ge.....	61
<b>Figure II.12</b>	Fréquence d'oscillation maximale en fonction du pourcentage de Ge.....	61
<b>Figure II.13</b>	Schéma et coupe TEM illustrant les zones de la base intrinsèque propices aux phénomènes de recombinaison.....	64
<b>Figure II.14</b>	Schématique de la section transversale du TBH, montrant la couche introduite de carbone par implantation dans la base Si/SiGe pour supprimer la TED [36].....	66
<b>Figure II.15</b>	Profil de Bore dans deux TBH avec et sans carbone après un recuit thermique [37].....	66
<b>Figure II.16</b>	Localisation spatiale et profil des défauts d'implantation de la base extrinsèque.....	70

<b>Figure II.17</b>	Courant de base et de collecteur en fonction de $V_{BE}$ pour un TBH SiGe avec et sans défauts.....	72
<b>Figure II.18</b>	Gain en courant pour un TBH avec et sans défauts d'implantation.....	72
<b>Figure II.19</b>	Variation du Gain en courant en fonction de la section efficace de capture pour un TBH SiGe avec des défauts d'implantation...	73
<b>Figure II.20</b>	Variation du courant de base et de collecteur pour un TBH SiGe en fonction de la section de capture.....	73
<b>Figure II.21</b>	Variation du gain en courant pour un TBH SiGe en fonction de la concentration effective des défauts.....	74
<b>Figure II.22</b>	Variation du courant de base et du collecteur pour un TBH SiGe en fonction de la concentration effective des défauts.....	74
<b>Figure II.23</b>	Variation du gain en courant pour un TBH SiGe en fonction de la position du défaut dans le gap du semi-conducteur.....	75
<b>Figure II.24</b>	Variation du courant de base et du collecteur pour un TBH en fonction de la position du défaut dans le gap du semi-conducteur.....	75
<b>Figure II.25</b>	Variation du gain en courant en fonction de l'épaisseur de la base.....	76
<b>Figure II.26</b>	Variation de la fréquence de transition en fonction de l'épaisseur de la base.....	77
<b>Figure II.27</b>	Variation de la fréquence d'oscillation maximale en fonction de l'épaisseur de la base.....	78
<b>Figure II.28</b>	Evolution du courant de Collecteur en fonction du pourcentage du carbone.....	80
<b>Figure II.29</b>	Evolution du courant de base en fonction du pourcentage du carbone.....	81
<b>Figure II.30</b>	Variation du gain en courant en fonction du pourcentage du carbone.....	81
<b>Figure II.31</b>	Variation de la fréquence de coupure en fonction du pourcentage du carbone.....	82
<b>Figure II.32</b>	Schéma et coupe TEM illustrant les zones de la base intrinsèque propices aux phénomènes de recombinaison.....	83
<b>Chapitre III</b>	<b>Etude et modélisation du bruit basse fréquence des transistors bipolaires à hétérojonction Si/SiGe</b>	

<b>Figure III.1</b>	Allure temporelle du bruit RTS.....	97
<b>Figure III.2</b>	Évolution du spectre du bruit d'un transistor bipolaire en fonction de la fréquence.....	98
<b>Figure III.3</b>	Transistor bruyant et son modèle avec des sources de bruit extrinsèques.....	100
<b>Figure III.4</b>	Evolution de la densité spectrale de bruit (a) en courant de base Sib (b) en courant de collecteur Sic.....	101
<b>Figure III.5</b>	Evolution de la densité spectrale de bruit (a) en courant base Sib (b) en courant de collecteur Sic pour un transistor bipolaire à hétérojonction avec défauts.....	102
<b>Figure III.6</b>	Comparaison de la densité spectrale de bruit en courant de base Sib pour des TBH SiGe avec et sans défauts d'implantation de la base	103
<b>Figure III.7</b>	Evolution de la densité spectrale de bruit en courant base d'un TBH sans défauts en fonction de Ib: (a) Pour Vce=0, (b) pour Vce=2,5.....	104
<b>Figure III.8</b>	Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de base d'un TBH avec défauts en fonction de Ib: (a) Pour Vce=0, (b) pour Vce=2,5.....	104
<b>Figure III.9</b>	Evolution de la densité spectrale en courant base Sib (a)sans défauts, (b) avec défauts pour une fréquence 100KHz.....	106
<b>Figure III.10</b>	Evolution de la densité spectrale en courant base Sib (a)sans défauts, (b) avec défauts pour une fréquence 100Hz.....	107
<b>Figure III.11</b>	Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de base en fonction de la concentration des défauts.....	108
<b>Figure III.12</b>	Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de base en fonction de la section de capture des défauts.....	108
<b>Figure III.13</b>	Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de base en fonction de l'énergie d'activation des défauts.....	109
<b>Chapitre V</b>	<b>Modélisation du bruit de phase dans les oscillateurs à base de TBH SiGe et des phénomènes de conversion du bruit de substrat</b>	
<b>Figure IV.1</b>	Schéma en boucle fermé d'un oscillateur.....	115
<b>Figure IV.2</b>	Schéma d'un oscillateur Colpitts.....	116
<b>Figure IV.3</b>	Spectre idéal et réel d'un oscillateur.....	118

<b>Figure IV.4</b>	Mécanisme de conversion du bruit basse fréquence autour du signal d'oscillation.....	119
<b>Figure IV.5</b>	Représentation du spectre de l'oscillateur.....	120
<b>Figure IV.6</b>	Décomposition du spectre de bruit de phase d'un oscillateur.....	121
<b>Figure IV.7</b>	(a) Impulsion injecté au circuit LC, (b) à la crête,(c) au temps d'annulation du signal.....	123
<b>Figure IV.8</b>	Modèle de la réponse impulsionnelle de phase.....	123
<b>Figure IV.9</b>	Mécanisme de conversion du bruit autour de la porteuse.....	124
<b>Figure IV.10</b>	Oscillateur Colpitt étudié.....	125
<b>Figure IV.11</b>	Évolution du gain en boucle de l'oscillateur en fonction de la fréquence.....	126
<b>Figure IV.12</b>	Évolution du paramètre en réflexion S11 de l'oscillateur en fonction de la fréquence.....	128
<b>Figure IV.13</b>	Signal de sortie de l'oscillateur Colpitts.....	129
<b>Figure IV.14</b>	Influence des défauts d'implantation sur le signal de sortie de l'oscillateur.....	130
<b>Figure IV.15</b>	Variation du déphasage du signal de sortie paramétré par la densité des défauts d'implantation.....	131
<b>Figure IV.16</b>	Variation du déphasage du signal de sortie paramétré par la section de capture des défauts d'implantation.....	132
<b>Figure IV.17</b>	Gain en courant pour un TBH avec et sans défauts d'implantation.....	132
<b>Figure IV.18</b>	Sensibilité du signal de sortie à une impulsion de courant	134
<b>Figure IV.19</b>	Variation de la phase du signal de sortie en fonction de l'amplitude de la charge injecté au niveau du collecteur.....	135
<b>Figure IV.20</b>	Effet d'une impulsion de courant sur l'inductance L92 au (a) passage à 0 montant (b) maximale (c) passage à 0 descendant (d) minimale.....	136
<b>Figure IV.21</b>	Effet d'une impulsion de courant sur le collecteur au (a) passage à 0 montant (b) maximale (c) passage à 0 descendant (d) minimale.....	137
<b>Figure IV.22</b>	Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de courant, en parallèle, sur la capacité C02 en fonction du paramètre 'retard'.....	138

<b>Figure IV.23</b>	Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de courant, en parallèle sur l'inductance $L_{92}$ en fonction du paramètre "retard".....	139
<b>Figure IV.24</b>	Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de courant, en parallèle sur la capacité $C_{90}$ en fonction du paramètre "retard".....	140
<b>Figure IV.25</b>	Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de courant, en parallèle sur le collecteur en fonction du paramètre "retard".....	140
<b>Figure IV.26</b>	Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de courant, en parallèle sur la base en fonction du paramètre "retard".....	140
<b>Figure IV.27</b>	Effet d'une impulsion de tension sur la capacité $C_{02}$ au (a) passage à 0 montant (b) amplitude max (c) passage à 0 descendant (d) amplitude min.....	141
<b>Figure IV.28</b>	Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de tension, en série sur l'inductance $C_{02}$ en fonction du paramètre "retard".....	142
<b>Figure IV.29</b>	Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de tension, en série sur l'inductance $C_{90}$ en fonction du paramètre "retard".....	143
<b>Figure IV.30</b>	Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de tension, en série sur l'inductance $L_{92}$ en fonction du paramètre "retard".....	143
<b>Figure IV.31</b>	Illustration des perturbations injectées.....	146
<b>Figure IV.32</b>	Spectre du signal de sortie de l'oscillateur obtenu sans perturbation.....	147
<b>Figure IV.33</b>	Signal de sortie de l'oscillateur soumis à une perturbation sinusoïdale.....	148
<b>Figure IV.34</b>	Spectre du signal de sortie de l'oscillateur soumis à une perturbation sinusoïdale.....	148
<b>Figure IV.35</b>	Signal de sortie de l'oscillateur sous l'effet d'une perturbation horloge.....	149
<b>Figure IV.36</b>	Spectre du signal de sortie de l'oscillateur pour une horloge (250MHz) qui bascule entre -1.5 et 1.5mA injectée au niveau du circuit LC.....	149

<b>Figure IV.37</b>	Spectre du signal de sortie de l'oscillateur pour une horloge (500MHz) qui bascule entre -0.0005 et 0.0015A injectée au niveau du circuit LC.....	150
<b>Figure IV.38</b>	Spectre du signal de sortie de l'oscillateur pour une horloge (250MHz) qui bascule entre -0.0015A et 0.0015A injectée au niveau du circuit LC.....	150
<b>Figure IV.39</b>	Spectre du signal de sortie de l'oscillateur pour une horloge (500MHz) qui bascule entre -1.5 et 1.5mA injectée au niveau du circuit LC.....	151
<b>Figure IV.40</b>	Signal horloge (~ 250 MHz).....	152
<b>Figure IV.41</b>	transformée de fourrier du Signal HORLOGE (~ 250 MHz) [-1.5 et 1.5mA].....	152
<b>Figure IV.42</b>	Transformée de Fourier du signal de sortie sous l'effet de la somme de 7 perturbations sinus qui présentent les fréquences et les amplitudes suivantes: fondamental (250Hz) et les harmoniques 1 (750MHz), 3(1250MHz) 5 (1750MHz), 7(2250MHz), 9 (2750Hz), et 11(3250MHz) injectés au niveau du circuit LC.....	153
<b>Figure IV.43</b>	Transformée de Fourier du signal de sortie sous l'effet de la somme de 14 perturbations sinus (fondamental 250Hz + les harmoniques de 1 à 25) injectées au niveau du circuit LC.....	154
<b>Figure IV.44</b>	Transformée de Fourier du signal de sortie de l'oscillateur pour une horloge (500MHz) qui bascule entre 0 et 0.05mA injectée au niveau du substrat (BOTOM).....	155
<b>Figure IV.45</b>	Transformée de Fourier du signal de sortie de l'oscillateur pour une horloge (500MHz) qui bascule entre 0 et 0.01mA injectée au niveau du substrat (BOTOM).....	155

# Liste des tableaux

<b>Chapitre I</b>	<b>Etat de l'art sur le fonctionnement du transistor bipolaire à hétérojonction SiGe</b>	<b>pages</b>
<b>Tableau I.1</b>	Grandes étapes dans l'évolution de la technologie des transistors bipolaires à hétérojonction SiGe.....	<b>20</b>
<b>Tableau I.2</b>	Rapport des figures de mérite d'un TBH SiGe et d'un transistor homojonction pour différents profils de Germanium ayant une concentration moyenne fixe (10%) [64].....	<b>26</b>
<b>Tableau I.3</b>	Les différentes architectures de transistors bipolaires.....	<b>29</b>
<b>Tableau I.4</b>	Applications utilisant la technologie SiGe.....	<b>37</b>
<b>Chapitre II</b>	<b>Modélisation des défauts d'implantation de la base extrinsèque et intérêt du carbone dans les TBH SiGe</b>	
<b>Tableau II.1</b>	Variation de la bande interdite dans un alliage SiGe en fonction du pourcentage de Germanium [9].....	<b>57</b>
<b>Tableau II.2</b>	Arrangement spatiaux des défauts dans cristallin [24].....	<b>62</b>
<b>Tableau II.3</b>	Géométrie de la fenêtre d'émetteur des transistors étudiés.....	<b>68</b>
<b>Tableau II.4</b>	Énergies d'activation et Sections efficaces de capture des échantillons mesurés par DLTS.....	<b>68</b>
<b>Tableau II.5</b>	densité des défauts des échantillons mesurés par DLTS.....	<b>69</b>
<b>Tableau II.6</b>	La durée de vie et la largeur de bande dans le SiGeC en fonction du pourcentage en carbone pour un taux de Ge de 20%	<b>81</b>
<b>Chapitre III</b>	<b>Etude et modélisation du bruit basse fréquence des transistors bipolaires à hétérojonction Si/SiGe</b>	
<b>Tableau III.1</b>	Tableau récapitulatif des origines du bruit dans les composants semi-conducteurs.....	<b>97</b>



# Introduction générale

# Introduction Générale

La fin du XXème siècle a été le théâtre d'un important développement du secteur de télécommunication à l'échelle mondiale. Les systèmes de communication sont devenus un enjeu important pour nos activités quotidiennes. Cet essor n'aurait jamais été envisageable sans le développement incessant en matière de nouvelles filières technologiques. Afin de répondre au mieux aux exigences des systèmes de communication, une bonne partie de ces filières s'est orientée vers l'amélioration des fréquences de fonctionnement et la diminution des niveaux de bruit des composants semi-conducteurs et des circuits électroniques.

A l'heure actuelle, les composants à hétérojonction demeurent les candidats les mieux positionnés pour accomplir cette requête en fréquence de fonctionnement et en faible niveau de bruit. Dans un premier temps, les filières technologiques III-V étaient approuvées pour leurs très bonnes performances fréquentielles. Cependant leur coût de fabrication ainsi que leur incompatibilité avec les technologies silicium sont devenus des freins au développement des systèmes RF. En effet, c'est grâce aux progrès réalisés sur les matériaux, que des filières Silicium hautes fréquences ont été développées par l'ajout du Germanium dans la base du composant. Le savoir-faire de la technologie silicium combiné aux caractéristiques physiques apportées par ce nouveau matériau a accru de façon spectaculaire les performances des dispositifs bipolaires. De plus, les transistors issus de ce type de technologie présentent aussi des performances très attractives en termes de bruit basse fréquence qui les positionnent comme d'excellents candidats pour la réalisation de fonction à faible bruit de phase.

Les potentialités qu'offrent ces composants permettent d'ouvrir de nouvelles perspectives pour de nombreuses applications au de la de 100GHz. En effet, ces technologies permettent aujourd'hui l'intégration de systèmes radiofréquences complets sur une seule puce et ceci à faible coût. Dans tous ces systèmes, les oscillateurs détiennent une place très importante, ces performances vont déterminer en grande partie les caractéristiques des systèmes RF, notamment en termes de sélectivité en fréquence à une haute pureté spectrale. Une telle pureté nécessite des oscillateurs à très faible bruit de phase et à hautes performances spectrales.

Le bruit de phase qui limite les performances en termes de bande passante des oscillateurs peut avoir des origines multiples: il dépend à la fois du bruit dans les composants actifs, de la topologie du circuit, et des perturbations extérieures liées au substrat. Néanmoins, la principale source du bruit de phase des oscillateurs micro-ondes réside dans le bruit du composant actif qui sert d'amplificateur dans le système oscillant. En effet, dans les circuits

oscillateurs la pureté spectrale est gouvernée par les niveaux de bruit aux basses fréquences (inférieures à 1 MHz en général) des transistors; ces sources de bruit qui via les non-linéarités des circuits intégrant ces composants, se traduisent par un effet de modulation parasite de la porteuse, et créent un bruit RF, en l'occurrence le bruit de phase.

L'objectif de ce travail est de caractériser le Transistor Bipolaire à Hétérojonctions SiGe et de démontrer ses potentialités pour la réalisation d'applications micro-ondes faible bruit. Il s'agit de développer une analyse de transistors bipolaires à hétérojonction à base SiGe, dans le but, d'une application pour la conception et la réalisation d'un oscillateur à faible bruit de phase. Ce dernier dépend conjointement des sources de bruit basse fréquence présentes dans les composants actifs et de la façon dont les non-linéarités se transposent en bruit de phase.

Le manuscrit est organisé en quatre chapitres qui permettent de présenter le contexte de notre étude et les résultats obtenus.

Le premier chapitre sera axé sur une étude physique des transistors bipolaires à hétérojonction à base SiGe. Après une présentation qualitative des principes de leur fonctionnement, nous tracerons l'historique de ces transistors marqué dans un premier temps par l'introduction du germanium dans la base, puis par l'utilisation du carbone. Dans ce cadre, nous mettons en avant les propriétés des matériaux SiGe et SiGeC, et nous présentons les améliorations apportées par ces deux matériaux sur les performances du transistor bipolaire. Enfin, nous présenterons les différentes architectures de transistors bipolaires réalisés en technologie BiCMOS, et nous décrivons les potentialités de ce composant pour la conception des circuits radiofréquences.

Le chapitre II présente les résultats de caractérisations statiques et dynamiques des TBH. Cette étude issue de l'optimisation du matériau de la base en l'occurrence le SiGe permet de démontrer l'intérêt de l'incorporation du Germanium sur les performances du composant. Le but est en premier lieu est de poser toutes les conditions nécessaires à la simulation physique de ce dispositif. Le deuxième volet de ce chapitre porte sur l'analyse des défauts électriquement actifs introduits lors de l'étape d'implantation de la base extrinsèque du TBH étudié. Nous rappelons certaines notions relatives à la définition de l'activité électrique de ces défauts, et nous étudions leur répercussion sur le comportement électrique du TBH. Enfin nous nous intéressons à l'étude de l'effet apporté par l'intégration du carbone dans la base du transistor. En effet, l'utilisation du carbone permet de dépasser les limites de la technologie

SiGe en ce qui concerne la diffusion du bore hors de la base due à la présence des défauts d'implantation dans la structure.

Le troisième chapitre porte sur une étude en bruit basse fréquence des TBH SiGe. Une première partie sera consacrée à une étude théorique du bruit dans les composants électroniques. Nous décrivons les principales sources de bruit existant en basse fréquence et leurs représentations mathématiques qui permettent de les caractériser. La deuxième partie sera consacrée à l'analyse du bruit basse fréquence dans les TBH SiGe. En nous appuyant sur une analyse en fonction de la fréquence et de la polarisation, nous pouvons remonter aux diverses sources de bruit existantes dans ces composants et de faire des hypothèses sur leurs origines. Cette analyse est utilisée comme un indicateur de qualité des composants qui se montre très efficace pour détecter les défauts cristallins. Cette étude du bruit du dispositif présente une discipline de recherche qui se situe à l'interface entre l'amélioration technologique et la conception de circuits. Elle permet d'identifier les mécanismes physiques qui régissent le bruit dans le composant afin prévoir les performances en bruit des circuits.

Le quatrième chapitre est dédié à l'étude des oscillateurs RF à base de circuit résonateur LC contenant un TBH SiGe comme composant actif. Cette étude sera basée sur le paramètre limitatif de notre application, en l'occurrence le bruit de phase et la pureté spectrale de ce dernier. Dans un premier temps, nous abordons les généralités sur les oscillateurs en justifiant le choix de la technologie BiCMOS SiGe. Ensuite, nous présenterons une analyse d'un oscillateur LC contenant le TBH SiGe étudié en concluant sur ses principales conditions de démarrage d'oscillation. La problématique du bruit de phase est ensuite abordée, nous exposons les éléments de théorie sur le bruit de phase, où les principales théories sont avancées. Dans un second temps, nous présentons une méthode de simulation du bruit de phase dans un oscillateur LC à base d'un transistor bipolaire à hétérojonction SiGe fonctionnant à 3.78 GHz. Cette étude sera basée sur le modèle d'Hajimiri, l'idée est de déterminer la réponse impulsionnelle de la phase d'un oscillateur excité par une injection de faible amplitude assimilable à des courants de bruit. Ceci permet surtout une identification des points sensibles de l'oscillateur et des instants de vulnérabilité. Enfin, nous nous intéressons à analyser l'impact du bruit substrat sur les oscillateurs radio fréquence à résonateur LC. Dans ce cadre, une analyse spectrale via une transformée de fourrier du signal de sortie de l'oscillateur soumis à des perturbations injectées volontairement sera abordée.

Comme aboutissement, une conclusion générale viendra mettre fin à ce travail, elle se veut à la fois un résumé synthétique des chapitres précédents et perspectives d'avenir.

# Chapitre 1

*Etat de l'art sur le  
fonctionnement des  
transistors bipolaire à  
hétérojonction SiGe*

---

## I. Introduction

L'objectif de tout composant électronique destiné à des applications radiofréquence est d'atteindre les meilleures performances fréquentielles. Cette course aux performances motive plus que jamais le développement de nouvelles filières technologiques qui vise à accroître celles-ci. Ces dernières années des progrès importants ont ainsi été réalisés. Les technologies les plus récentes font appel aux transistors bipolaires à hétérojonction (TBH) pour lesquels la jonction E/B est réalisée avec des matériaux semi-conducteurs différents. Historiquement le transistor bipolaire était le premier composant actif à semi-conducteur [1], son influence dans l'industrie de l'électronique a été considérable. Néanmoins, en raison de limitations technologiques en ce qui concerne sa montée en fréquence, le transistor bipolaire à homojonction a été supplanté par un nouveau type de transistor: le transistor bipolaire à hétérojonction. La première réalisation concrète de TBH verra le jour à la fin des années 80 en s'appuyant sur les travaux théoriques de H. Kroemer [2], [3]. Aujourd'hui ces composants offrent outre la rapidité et le faible coût, une réduction du bruit en comparaison avec la technologie standard en Silicium et une réduction de la consommation en puissance.

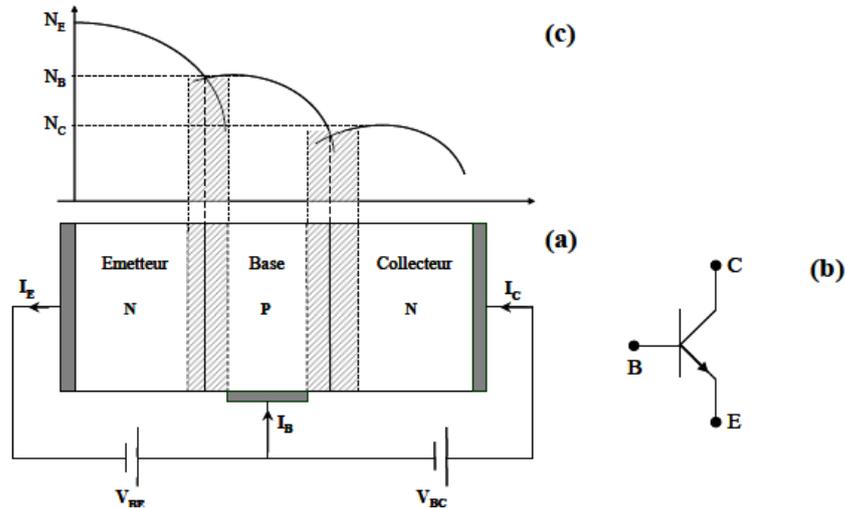
Dans ce premier chapitre, on s'intéresse à la physique et au développement du transistor bipolaire. Avant d'introduire le concept de l'hétérojonction SiGe, il convient de présenter brièvement le fonctionnement du transistor bipolaire classique silicium. Nous évoquons le fonctionnement en régime statique et dynamique du transistor et nous détaillerons les différents paramètres utiles à notre étude. Ensuite, nous mettrons en évidence les contraintes et les limitations des TBJ classiques qui ont amené à l'utilisation de l'hétérojonction Si/SiGe. Après avoir établi les intérêts et les effets de l'introduction du Germanium sur le fonctionnement du transistor, nous traitons, les propriétés du matériau SiGe ainsi que son influence sur le fonctionnement et les caractéristiques électriques du TBH SiGe. Enfin la dernière partie synthétise l'intégration technologique de la couche SiGe dans une filière BiCMOS SiGe, qui permet d'augmenter de façon importante les performances fréquentielles des transistors à base de Silicium.

## II. Principe de base du fonctionnement du transistor bipolaire

### II.1. Présentation

Le transistor bipolaire est une juxtaposition de trois régions semi-conductrices dopées alternativement N et P, appelées successivement émetteur, base et collecteur. Selon le type de dopants, deux configurations sont alors possibles, NPN ou PNP. La plus couramment utilisée

étant la configuration NPN, pour lequel la conduction majoritaire est assurée par les électrons dont les propriétés de transport sont plus adaptées à un fonctionnement dans les fréquences micro-ondes. Pour schématiser, il s'agit donc de deux jonctions PN tête-bêche ayant une région en commun figure I.1. C'est l'interaction étroite entre les deux jonctions du composant qui est à la base de l'effet transistor.



**Figure I.1:** (a) Représentation du transistor bipolaire NPN, (b) représentation symbolique, (c) profile de dopage

Le mode le plus couramment utilisé dans les applications analogiques et radiofréquences est le mode direct. Dans ce régime, l'effet transistor consiste à moduler le courant inverse de la jonction B/C polarisée en inverse, par une injection de porteurs minoritaires dans la base à partir de la jonction E/B polarisée dans le sens direct. Un bon fonctionnement du transistor nécessite que la majorité des porteurs minoritaires, injectés dans la base depuis l'émetteur, atteignent la jonction B/C. Ceci implique l'emploi de bases assez fines pour minimiser la recombinaison en volume [4]. Les rapports des dopages entre les différentes zones du transistor bipolaire doivent être considérés avec attention. Un dopage d'émetteur 10 à 100 fois supérieur à celui de la base permet une meilleure efficacité d'injection. De plus, afin de garder un comportement idéal, le courant collecteur doit être indépendant de la polarisation  $V_{BC}$ . Ceci sera possible seulement si la zone de charge d'espace B/C ne s'étend pas trop côté base. Le dopage du collecteur doit donc être très inférieur à celui de la base. La figure I.1 donne la répartition classique du dopage des trois zones du transistor.

## II.2. Fonctionnement en régime statique

### II.2.1. Bilan des courants circulant dans le transistor

Un transistor bipolaire dispose de trois connexions: l'émetteur, la base et le collecteur et ainsi de trois courants terminaux: le courant d'émetteur  $I_E$ , le courant de base  $I_B$  et le courant collecteur  $I_C$ . En régime de fonctionnement normal, ces courants sont répartis de la manière:

- Le courant de base est un courant de trous, il est constitué d'un courant de trous ( $I_{pE}$ ), d'un courant de recombinaison dans la base neutre  $I_{RB}$ , d'un courant de recombinaison dans la zone de charge d'espace E/B  $I_{RG}$ , et d'un courant  $(1-M)\alpha_t I_{nE}$  correspondant à l'évacuation des trous induits par l'ionisation par impact dans la zone de charge d'espace de la jonction B/C. Où  $\alpha_t$  représente le facteur de transport dans la base et M le facteur d'ionisation par impact dans la zone de charge d'espace de la jonction B/C.

$$\bullet I_B = I_{pE} + I_{RG} + I_{RB} + I_{pC} - (1-M)\alpha_t I_{nE} \quad (I.1)$$

- Le courant d'émetteur comprend le courant d'électrons collectés dans la base  $I_{nE}$  (composante principale), le courant de trous en provenance de la base  $I_{pE}$  et les composantes de recombinaison dans la jonction émetteur base et dans la base neutre.

$$\bullet I_E = I_{nE} + I_{pE} + I_{RG} = I_{nC} + I_{pE} + I_{RB} + I_{RG}. \quad (I.2)$$

- Le courant de collecteur est quant à lui composé des électrons évacués de la base.

$$\bullet I_C = M\alpha_t I_{nE} - (I_{pC} + I_{nC}). \quad (I.3)$$

La figure I.2 représente le bilan des courants circulant dans la structure dans un mode de fonctionnement direct.

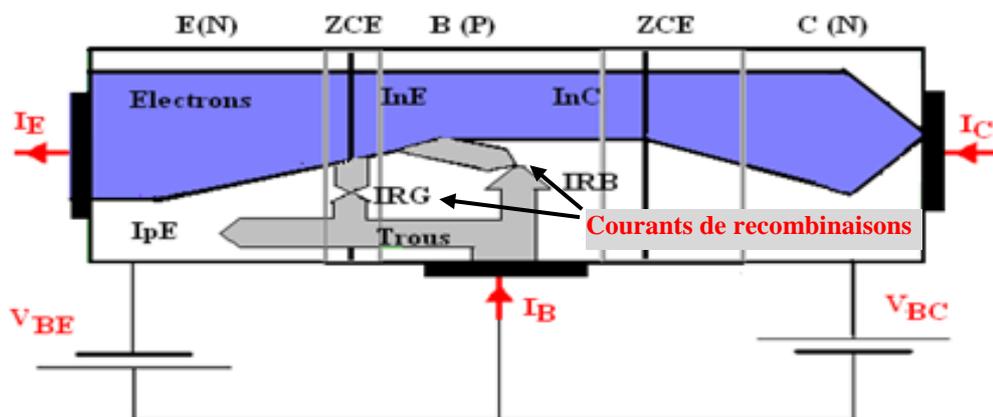


Figure I.2: Principaux courants du transistor bipolaire dans un mode de fonctionnement direct.

## II.2. figure de mérites

Dans les applications analogiques, le transistor bipolaire est souvent utilisé comme amplificateur de courant. Plusieurs figures de mérite caractérisent la capacité de ce dernier à amplifier le courant en fonctionnement statique.

- Facteur de transport dans la base:

Il représente le rapport du courant d'électrons qui atteignent le collecteur sur le courant d'électrons provenant de l'émetteur il est donc inférieur à 1.

$$\alpha_t = \frac{I_{nC}}{I_{nE}} = \frac{I_{nE} - I_{RB}}{I_{nE}} \quad (I.4)$$

- Efficacité d'injection de l'émetteur :

Elle est définie comme le rapport d'électrons injectés dans la base au courant total d'émetteur.

$$\gamma = \frac{I_{nE}}{I_{nE} + I_{pE} + I_{RG}} \approx \frac{I_{nE}}{I_{nE} + I_{pE}} \quad (I.5)$$

- Gain en courant en base commune

Le gain en courant du montage base commune  $\alpha$  est défini comme le rapport entre le courant collecteur et le courant d'émetteur :

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{I_{nC}}{I_{nE} + I_{pE} + I_{RG}} \quad (I.6)$$

- Gain en courant en émetteur commun

Un des paramètres statiques les plus importants est le gain en courant pour un montage dit en émetteur commun, il est défini comme le rapport entre le courant collecteur  $I_C$  et le courant de base  $I_B$ . Il peut s'exprimer en fonction du gain en courant en base commune  $\alpha$  en exprimant la valeur du courant de base  $I_B$  dans le transistor.

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

### II.3. Fonctionnement dynamique

Pour des applications hautes fréquences, les performances dynamiques d'un transistor bipolaire sont essentielles. Dans ce cadre, deux figures de mérites sont usuellement utilisées pour caractériser les performances dynamiques: la fréquence de transition  $f_T$  et la fréquence maximale d'oscillation  $f_{max}$ . Celles-ci dépendent des temps de transit des porteurs, dans les différentes parties qui composent le transistor. Ainsi, avant d'introduire les deux facteurs de mérite fréquentiels, il est intéressant de définir le temps de transit direct  $\tau_F$ , qui donne une indication quant à la rapidité du transistor étudié.

#### II.3.1. Temps de transit

Le temps de transit correspond au temps mis par les porteurs minoritaires pour traverser les différentes régions intrinsèques du transistor, en allant de l'émetteur jusqu'au collecteur.

Le calcul du temps de transit est étroitement 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 collecteur.

$$\tau_F = \frac{Q_F}{I_C} \quad (\text{I.8})$$

Pour chaque partie du transistor, on peut associer une charge stockée et un temps de transit. Le temps de transit  $\tau_F$  se décompose alors en plusieurs contributions correspondant à l'émetteur, à la base neutre et aux zones de désertion des deux jonctions:

$$\tau_F = \tau_E + \tau_{EB} + \tau_B + \tau_{BC} = \frac{|Q_{nE}|}{I_C} + \frac{|Q_{nEB}|}{I_C} + \frac{|Q_n|}{I_C} + \frac{|Q_{nBC}|}{I_C} \quad (\text{I.9})$$

$\tau_E$ ,  $\tau_{EB}$ ,  $\tau_B$  et  $\tau_{BC}$  sont les retards relatifs respectivement à l'émetteur, à la jonction E/B, à la base neutre et à la jonction B/C.

### II.3.1.1. Temps de transit dans la base

Le temps de transit dans la base  $\tau_B$  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 défini par le rapport entre la charge des porteurs minoritaires en excès stockée dans la base  $Q_B$  et le courant de collecteur  $I_C$ .

$$\tau_B = \frac{Q_B}{I_C} \quad (\text{I.10})$$

$Q_B$  présente l'intégrale de la concentration sur  $W_B$  multipliée par la charge d'un électron  $-q$ :

$$Q_B = -\frac{1}{2} \cdot q \cdot W_B \cdot n_{B0} \exp \frac{qV_{BE}}{KT} \quad (\text{I.11})$$

D'où l'expression de  $\tau_B$ :

$$\tau_B = \frac{W_B^2}{2D_{nB}} \quad (\text{I.12})$$

Le temps de transit est proportionnel au carré de l'épaisseur de la base. Cela met en avant l'importance accordée à la minimisation de cette dimension.

### II.3.1.2. Temps de transit dans l'émetteur $\tau_E$

De manière analogue à la charge d'électrons dans la base, il existe une charge de trous stockée dans l'émetteur. Le temps de transit dans l'émetteur  $\tau_E$  est lié à la présence de cette charge injectée depuis la base pour maintenir la neutralité de la structure.

$$\tau_E = \frac{Q_E}{I_C} \quad (\text{I.13})$$

La charge globale  $Q_E$  est définie par :

$$Q_E \approx q \cdot L_{pE} \cdot \frac{n_i^2}{N_{dE}} \exp \frac{qV_{BE}}{KT} \quad (\text{I.14})$$

Ainsi la relation du temps de transit dans l'émetteur peut s'exprimer par :

$$\tau_E = \frac{L_{pE} \cdot W_B}{D_{nB}} \cdot \frac{N_{aB}}{N_{dE}} \quad (\text{I.15})$$

Tout comme pour le temps de transit dans la base, l'épaisseur de la couche d'émetteur est le paramètre le plus influent sur le temps de transit.

### ***II.3.1.3. Temps de transit dans la ZCE base-émetteur $\tau_{BE}$***

L'expression du temps de transit des électrons dans la zone de charge d'espace E/B est donnée par:

$$\tau_{EB} = \frac{Q_{nEB}}{I_C} \quad (\text{I.16})$$

La charge contenue dans la jonction E/B polarisée en direct vaut:

$$Q_{nEB} = q \cdot A_e \cdot W_{EB} \exp \frac{qV_{BE}}{2KT} \quad (\text{I.17})$$

Le courant étant proportionnel à  $\exp(qV_{BE}/kT)$ , la dépendance du temps de transit en fonction de  $V_{BE}$  est alors proportionnelle à  $\exp(-qV_{BE}/2KT)$ .

$$\tau_{EB} \propto \exp - \frac{qV_{BE}}{2KT}$$

D'après Kerr et Bertz [5], le temps de transit dans la ZCE E/B dépend du profil de dopage de l'émetteur: Un dopage plus abrupt permet de stocker moins de charges en excès, ce qui diminue le temps de transit  $\tau_{EB}$ . Du fait de la faible épaisseur de la zone de charge d'espace E/B, polarisée en direct, la contribution de son temps de transit au temps de transit total peut être considérée comme négligeable [6].

### ***II.3.1.4. Temps de transit dans la ZCE base-collecteur $\tau_{BC}$***

Le temps de transit associé à la jonction B/C correspond au temps requis par les trous pour traverser la zone de déplétion. La jonction B/C étant polarisée en inverse, les trous sont alors soumis à un champ électrique important, où ils atteignent rapidement leur vitesse de saturation  $V_{sat}$ . L'estimation de  $\tau_{BC}$  s'exprime alors par:

$$\tau_{BC} = \frac{q_c \cdot W_{BC}}{2J_C} = \frac{q_c \cdot W_{BC}}{2 \cdot q_c \cdot V_{sat}} = \frac{W_{BC}}{2 \cdot V_{sat}} \quad (\text{I.18})$$

Cette équation montre que cette contribution au temps de transit total peut devenir importante pour les transistors dont le collecteur est très peu dopé et dont la ZCE s'étend profondément dans le collecteur.

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

$$\tau_F = \frac{W_B^2}{2D_{nB}} + \frac{L_{pE} \cdot W_B}{D_{nB}} \cdot \frac{N_{aB}}{N_{dE}} + \frac{W_{BC}}{2 \cdot V_{sat}} \quad (\text{I.19})$$

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  $f_{max}$ .

### II.3.2. Fréquence de transition $f_T$

La fréquence de transition,  $f_T$ , est un facteur de mérite important pour quantifier les performances hautes fréquences des transistors bipolaire. Elle correspond à la fréquence de coupure pour laquelle le module du gain en courant dynamique est unitaire. La fréquence de transition  $f_T$  dépend principalement du profil vertical du dispositif, elle est reliée au temps de transit global des porteurs dans les différentes parties qui composent le transistor par la relation suivante :

$$f_T = \frac{1}{2\pi \left( \tau_F + \frac{kT}{qI_C} (C_{BE} + C_{BC}) + (R_E + R_C) C_{BC} \right)} \quad (\text{I.20})$$

D'après cette expression, la fréquence de transition va augmenter avec le courant collecteur jusqu'à une valeur asymptotique de:

$$f_T = \frac{1}{2\pi (\tau_F + (R_E + R_C) C_{BC})} \quad (\text{I.21})$$

### II.3.3. Fréquence maximale d'oscillation $f_{max}$

La fréquence maximale d'oscillation  $f_{max}$  est le second facteur de mérite utilisé pour évaluer le comportement haute-fréquence du transistor. Elle correspond à la fréquence pour laquelle le gain en puissance unilatéral est unitaire (0dB). La fréquence  $f_{max}$  se définit à partir de la fréquence de transition  $f_T$ , elles sont étroitement liées par la relation suivante [7]:

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi R_B C_{BC}}} \quad (\text{I.22})$$

La fréquence  $f_{\max}$  introduit une dépendance à la résistance de base  $R_B$  et fait intervenir la capacité de jonction B/C. La fréquence  $f_{\max}$  présente donc l'avantage de refléter non seulement la partie intrinsèque du transistor, mais aussi la contribution des éléments extrinsèques, à travers la résistance de base et la capacité B/C [8]. La fréquence  $f_{\max}$  donne une bonne prédiction des performances du transistor dans un circuit, où les contributions des résistances et capacités parasites jouent un rôle important [9].

## II.4.Effets du second ordre

La théorie développée dans la partie précédente considère le cas de transistors idéaux. En réalité, ces considérations ne sont vraies que dans une zone restreinte des caractéristiques du composant, que nous appellerons zone idéale. En dehors de cette zone idéale, différents effets non linéaires se font sentir et influent sur les caractéristiques du électrique composant.

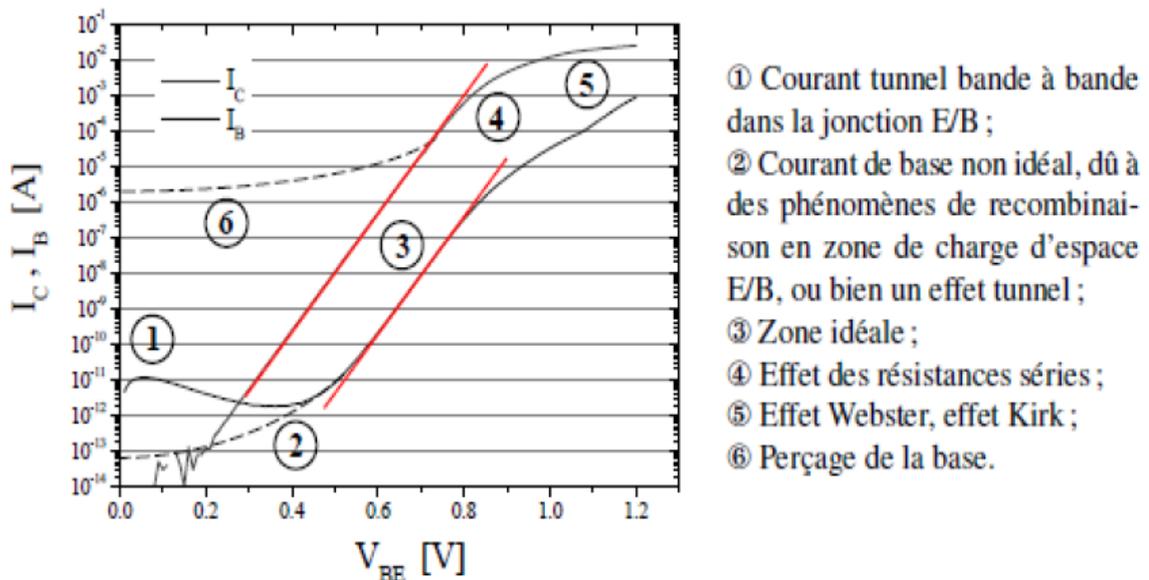


Figure I.3: Exemple de courbe de Gummel.

### II.4.1.Effets non idéaux à faible polarisation

#### II.4.1.1.Le courant de génération/recombinaison

La présence de défauts dans le volume de la ZCE de la jonction E/B, ou en surface de celle-ci, crée des niveaux d'énergie profonds ( $E_T$ ) dans la bande interdite. Ces défauts vont permettre des transitions d'électrons et de trous entre les bandes de valence et de conduction, donnant naissance à des phénomènes de recombinaison dans la zone de charge d'espace de la jonction E/B. Ils donnent lieu à des courants de recombinaison qui s'ajoutent aux courants de base et d'émetteur.

### ***II.4.1.2.Effet tunnel***

Lorsque la concentration en dopants à la jonction E/B devient importante, la jonction est abrupte et les zones de base et d'émetteur sont partiellement dégénérées. Dans ce cas, un courant de recombinaison bande à bande assisté par effet tunnel peut apparaître à faibles polarisations  $V_{EB}$ .

## **II.4.2.Effets non idéaux à forte injection**

### ***II.4.2.1.Effet EARLY***

Cet effet décrit la modulation de la largeur de la base par la polarisation de la jonction B/C pour un transistor bipolaire en mode de fonctionnement direct [10]. Celle-ci va dépendre de la tension  $V_{BC}$  et des dopages de base et du collecteur. L'augmentation de la tension  $V_{CB}$  rétrécit la base, augmentant ainsi le gradient du nombre volumique des électrons. Par conséquent, il en découlera une augmentation du courant de collecteur.

### ***II.4.2.2.Effet Kirk***

Un second effet dépendant du dopage collecteur se produit à haute-injection, lorsque les électrons sont injectés en concentration très supérieure au dopage du collecteur, la concentration de trous est alors augmentée afin de conserver la neutralité électrique. C'est l'effet Kirk [11]. Ce phénomène a pour effet de provoquer une extension de la base vers le collecteur. Il équivaut à un élargissement de la base neutre, donc à une diminution des performances du transistor.

### ***II.4.2.3.L'effet Webster***

Cet effet apparaît lorsque le nombre d'électrons injectés de l'émetteur vers la base devient de l'ordre du nombre d'impuretés dans la base. Pour conserver la neutralité électrique dans la ZCE de la base, la concentration de trous augmente afin de compenser la concentration en électrons dans la base [12].

### ***II.4.2.4.Le perçage de la base***

Lorsqu'une forte polarisation est appliquée au transistor, la région de déplétion relative à la jonction B/C pénètre la base si profondément qu'elle atteint l'émetteur avant que le claquage paravalanche ne se produise. L'émetteur et le collecteur sont alors connectés par une unique région de déplétion où règne un champ électrique intense. Un important courant passe directement de l'émetteur au collecteur [13]. L'effet transistor est ainsi complètement supprimé.

### III. Du transistor bipolaire à homojonction au transistor à hétérojonction SiGe

#### III.1. Les limites des transistors bipolaires homojonction

Nous venons de passer en revue les différents paramètres caractérisant le fonctionnement du transistor bipolaire. Malgré les nombreux avantages du silicium, ce matériau est confronté à des limitations technologiques. Comparé à ses concurrents de type composés III-V, celui-ci est un semiconducteur relativement «lent». Les performances en hautes fréquences des transistors tout silicium sont ainsi limitées par la vitesse à laquelle les porteurs peuvent le traverser. L'optimisation des transistors bipolaires homojonction pour réaliser des composants hyperfréquences, nécessite l'optimisation de deux paramètres importants, le Gain en courant et les caractéristiques fréquentielles du composant. Toutefois l'obtention à la fois d'un gain raisonnable et de fréquences de transition et de fréquences maximales d'oscillations élevées, impose certaines contraintes contradictoires.

Dans le cas d'un TBJ classique, assurer une bonne efficacité d'injection et ainsi un gain en courant raisonnable, peut être obtenu en sur-dopant la région d'émetteur et en choisissant une base courte moins dopée. Or, toute réduction de la base malgré qu'elle soit favorable à une réduction du temps de transit total, se traduira par une augmentation de la résistance de base  $R_B$  amenant à une dégradation de la fréquence maximale d'oscillation. Cet effet peut être atténué en prenant une base très dopée. Dans ce contexte, on sait qu'en sur-dopant la base tout en gardant un dopage élevé de l'émetteur pour assurer une efficacité d'injection importante, favorise l'apparition de phénomènes indésirables tels que les courants tunnels, et les effets de fortes injections. De plus le choix du dopage de la base n'est pas libre dans un transistor bipolaire, car la condition d'un dopage de base très élevé conduit à une dégradation du gain en courant. 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 les performances fréquentielles, 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.

Cette analyse montre les limites de la technologie bipolaire à homojonction pour réaliser des composants hyperfréquences. Une solution pour contourner ce problème serait l'utilisation dans la base d'un matériau à bande interdite plus étroite. On parle alors de transistors bipolaires à hétérojonctions.

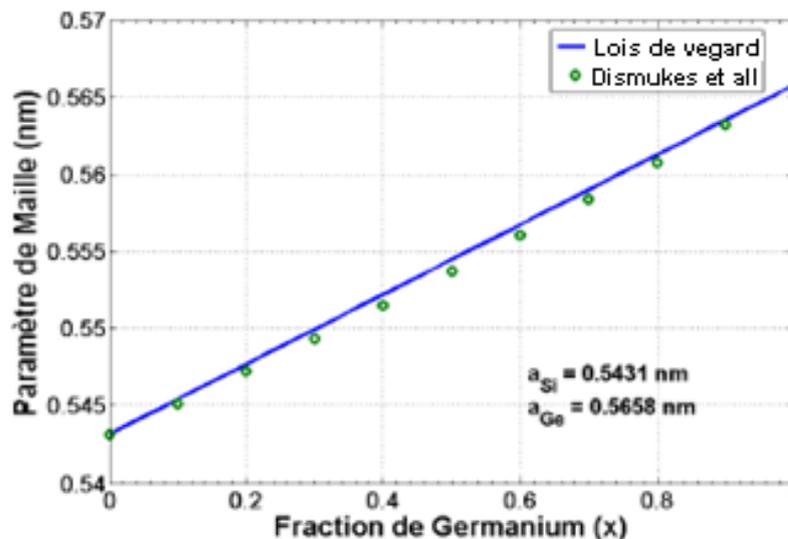
### III.2. Intérêt du matériau SiGe

Face aux limites des transistors bipolaires d'atteindre les applications hautes fréquences, l'insertion du Germanium dans la base a été la solution la plus facile à mettre en place en termes de performance/coût. L'hétérojonction apportée par le matériau SiGe 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 [14]. L'attrait de l'alliage  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$  (composé IV-IV), par rapport aux matériaux III-V réside dans le fait que l'industrie de la microélectronique est essentiellement basée sur le Silicium, sa technologie est déjà très au point et son coût d'élaboration est moindre. Ainsi le savoir-faire de la technologie Silicium est combiné aux caractéristiques physiques que l'alliage SiGe apporte pour accroître les performances des transistors bipolaires [15].

#### III.2.1. Paramètre de maille et contrainte

Le Silicium et le Germanium sont deux éléments de la colonne IV du tableau de Mendeleïev. Cristallisant sous la même structure diamant, avec des paramètres de maille respectifs de 0.357 nm, 0.357 nm, le Silicium et le Germanium sont parfaitement miscibles avec une grande gamme de compositions (du Silicium pur au Germanium pur). L'alliage SiGe reproduit la structure cristallographique du Si et du Ge, mais avec un paramètre de maille qui varie linéairement entre celui du Si et du Ge suivant la loi de Vegard:

$$a(\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x) = a_{\text{Si}} + x \cdot (a_{\text{Ge}} - a_{\text{Si}}) \quad (\text{I.23})$$

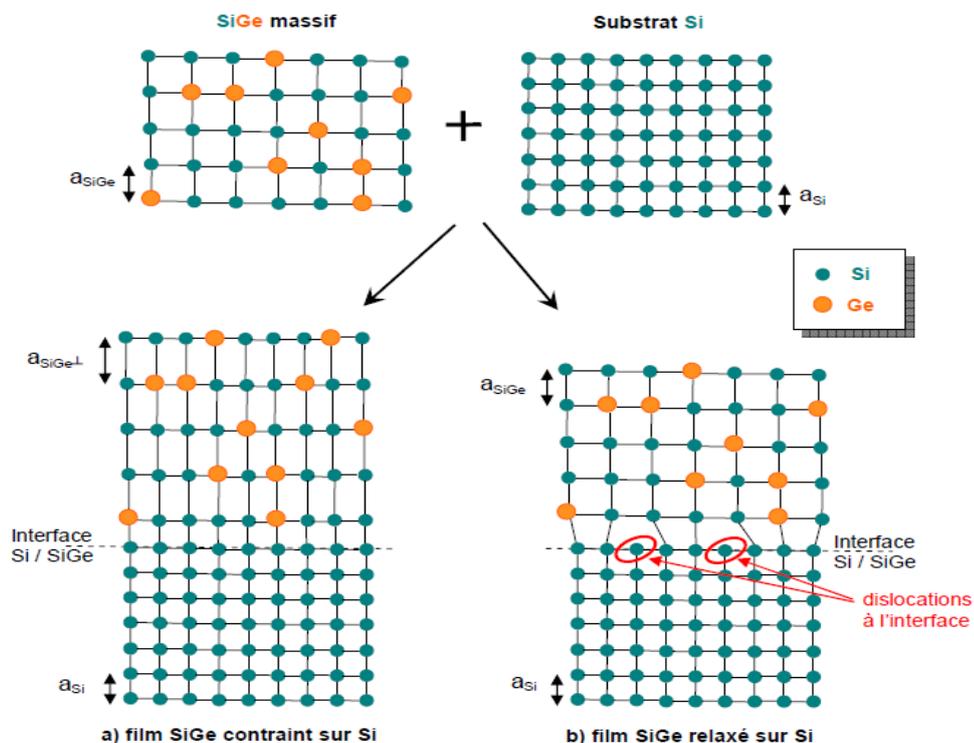


**Figure I.4:** Variation du paramètre de maille du cristal  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$  en fonction de la composition de Ge déterminées par Dismukes et par la loi de Vegard [16].

Les données les plus complètes concernant la mesure du paramètre de maille des alliages  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$  sont issues des travaux de Dismukes dans lesquels de faibles déviations par rapport à la loi de Vegard sont mises en évidence [16], [17] (figure I.4). En utilisant les données expérimentales issues de Dismukes une relation parabolique peut être déterminée pour évaluer avec une grande précision le paramètre de maille de l'alliage  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$  [18].

$$a(\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x) = 0.002733 \cdot x^2 + 0.01992 \cdot x + 0.5431 \text{ (nm)} \quad (\text{I.24})$$

Étant donnée cette différence de paramètre de maille entre le Ge et le Si (désaccord de maille de 4.17%), une couche de SiGe ne pourra croître que de façon contrainte sur une couche de Si. Dans ce cas-là, le réseau du film SiGe se comprime pour s'aligner sur le réseau de Si [19] (figure I.5.a). La couche est dite contrainte ou pseudomorphique, et le matériau possède des propriétés différentes de celles du SiGe massif. Dans le cas de films SiGe plus épais ou à forte teneur en Ge, le film SiGe ne reproduit pas la maille du substrat et garde son paramètre de maille propre. La jonction entre les deux matériaux est réalisée mais le film de SiGe est instable et des dislocations d'adaptation prennent naissance dans le plan d'interface et le matériau se relaxe en surface (figure I.5.b) [20]. Les dislocations sont des défauts majeurs qui ne sont pas tolérables dans les couches actives d'un dispositif électronique. Elles sont notamment la cause de mécanismes de recombinaison importants [21].



**Figure I.5:** Croissance d'une couche SiGe sur un substrat Si dans le cas a) d'une croissance Pseudo-morphique et b) d'une croissance relaxée

### III.2.2. Epaisseur critique

La croissance parfaite d'une hétéroépitaxie pseudomorphique n'est possible que si l'épaisseur de SiGe n'excède pas une certaine épaisseur limite appelée épaisseur critique ou  $h_c$  [22]. Cette valeur représente l'épaisseur maximale que peut avoir le film épitaxié si l'on veut rester dans le cas d'une croissance contrainte. Au-delà de cette épaisseur, la contrainte se relaxe par le biais de formation de dislocations dites d'adaptation de coin [23].

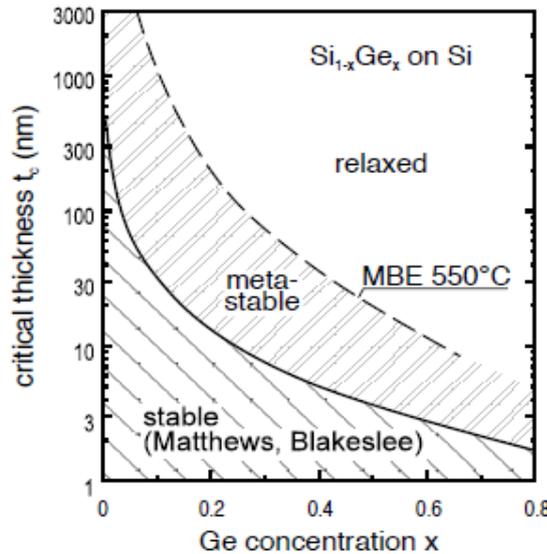


Figure I.6: Epaisseur critique de la couche Si<sub>1-x</sub>Ge<sub>x</sub> en fonction de la teneur en Ge [24].

### III.2.3. Energie de bande interdite

Le Germanium, comme le Silicium sont des matériaux à gap indirect avec des structures de bande assez différentes [25]. Le Germanium à une énergie de bande interdite  $E_g$  inférieure à celle du Silicium: elle vaut 1.12eV pour le Si et 0.67eV pour le Ge à 300K.

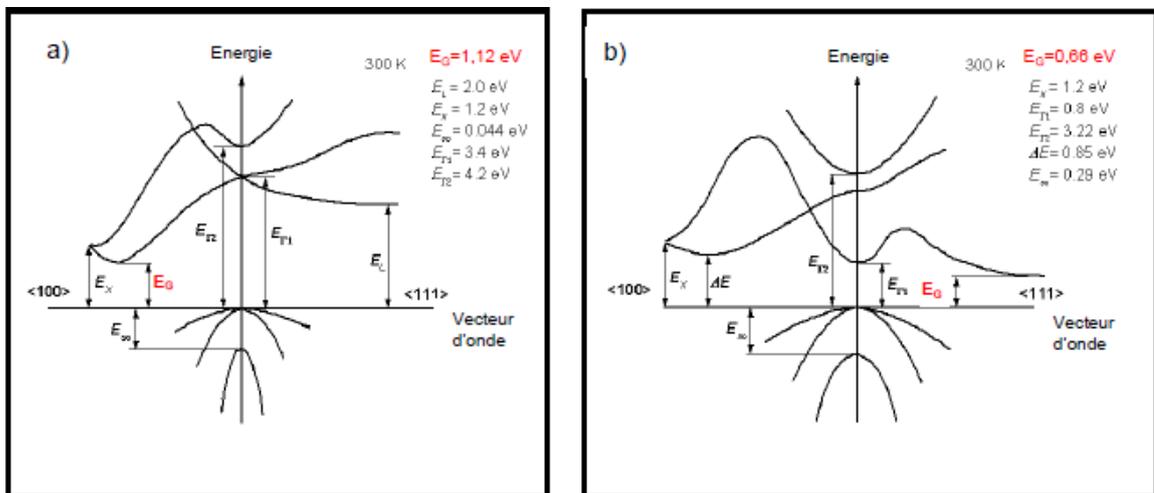
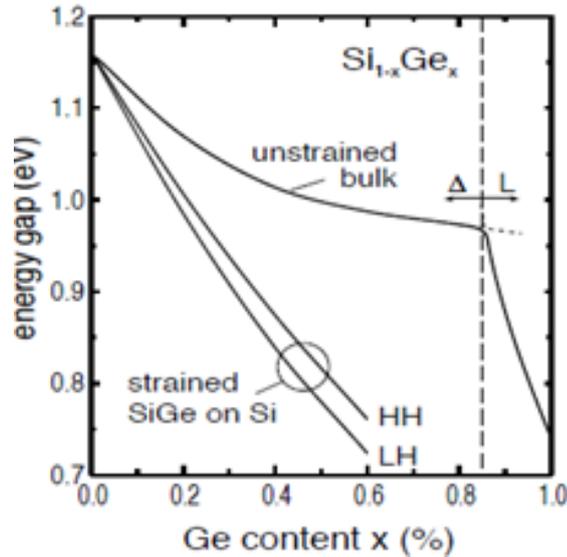


Figure I.7: Structures des bandes d'énergie pour (a) Silicium, (b) Germanium

Dans un alliage SiGe l'augmentation progressive de la fraction de Ge entraîne une modification continue des propriétés du cristal de Si vers celles du Ge. L'alliage  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$  aura donc un gap compris entre les gaps du Si et du Ge, qui dépend en partie des propriétés cristallines de l'alliage, mais également de son état de contrainte figure I.8.



**Figure I.8:** Energie de bande interdite d'un alliage  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$  contraint et non contraint en fonction de la composition de Germanium [26].

L'énergie de bande interdite des composés  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$  décroît de manière continue avec la teneur en Ge, avec une accélération de la décroissance pour des concentrations en Ge des alliages massifs non contraints supérieures à 85%. Cette rupture est due au changement du minimum des bandes de conduction qui intervient pour des fortes fractions de Ge.

D'autre part, le fait que la couche SiGe soit contrainte a une influence non négligeable sur le gap indirect des alliages  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$  et donc sur les structures de bandes des matériaux. Une couche de SiGe contrainte aura un gap systématiquement plus faible qu'une couche non contrainte ayant le même taux de Ge [26].

On trouve dans la littérature différentes expressions permettant le calcul de la largeur de la bande interdite de l'alliage SiGe contraint sur Si. Ces relations sont exprimées en fonction de la teneur en Germanium et de l'énergie de bande interdite du silicium  $E_0$ .

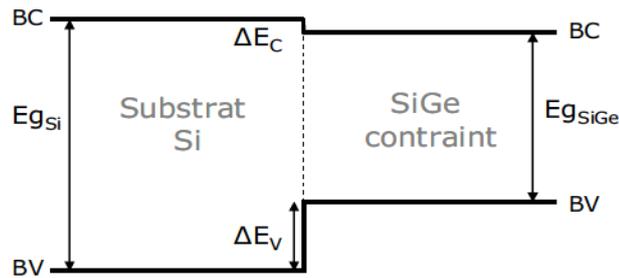
$$E_{\text{SiGe}}(x_{\text{Ge}}) = E_0 - 1.02 \cdot x_{\text{Ge}} + 0.52 \cdot x_{\text{Ge}}^2 \quad [27] \quad (\text{I.25})$$

$$E_{\text{SiGe}}(x_{\text{Ge}}) = E_0 - 0.74 \cdot x_{\text{Ge}} \quad [26] \quad (\text{I.26})$$

$$E_{\text{SiGe}}(x_{\text{Ge}}) = E_0 - 0.96 \cdot x_{\text{Ge}} + 0.43 \cdot x_{\text{Ge}}^2 - 0.17 \cdot x_{\text{Ge}}^3 \quad [28] \quad (\text{I.27})$$

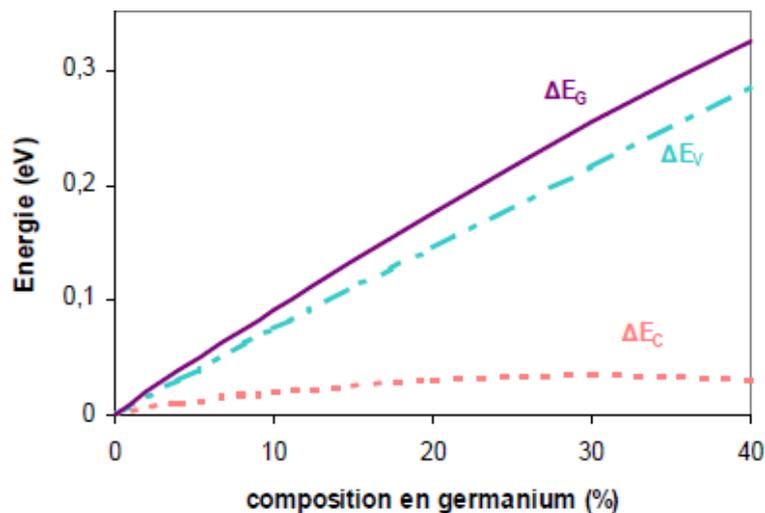
### III.2.4. Raccordement des bandes

Lors de la juxtaposition de films Silicium et d'alliage SiGe, des décalages de bandes de valence ( $E_V$ ) et de conduction ( $E_C$ ) apparaissent aux interfaces entre les deux matériaux. Le SiGe n'est étudié au sein d'hétérostructures que sous la forme contrainte lorsqu'il est en compression biaxiale sur une couche de Si. Dans ce cas-là l'alignement est de type I [29], les décalages des bandes sont tels que la discontinuité de la bande interdite du SiGe contraint par rapport au Si va se reporter de façon prédominante dans la bande de valence [30].



**Figure I.9:** Raccordement des bandes entre un substrat Si et un film de SiGe contraint.

La figure I.10 présente le décalage au niveau des bandes de valence  $\Delta E_V$  et de conduction  $\Delta E_C$  d'un alliage SiGe contraint en fonction du pourcentage de Ge. La majorité du décalage des bandes se fait dans la bande de valence, alors que la modification de la bande de conduction est souvent négligée. A titre d'exemple, une concentration de 10% de Ge induit un décalage de la bande de conduction de 19meV, pour 73 meV dans la bande de valence [31].



**Figure 1.10:** Offset de la bande de valence  $\Delta E_V$  et de la bande de conduction  $\Delta E_C$ , ainsi que la différence des bandes interdites  $\Delta E_G$ , en fonction de la teneur en Ge pour SiGe contraint [32].

Pour une couche SiGe contrainte sur Si avec une composition en Germanium  $x$  comprises entre 0 et 30 %, People propose la relation suivante pour calculer le décalage  $\Delta E_V$  [32]:

$$\Delta E_V = 0,74 \cdot x_{Ge} \text{ [eV]} \quad (\text{I.28})$$

### III.3. Application de l'alliage SiGe au Transistor bipolaire à hétérojonction

L'emploi de l'hétérostructure Si/SiGe nous libère en partie des compromis technologiques du Si, ouvrant la voie du domaine de la haute fréquence aux dispositifs tout Si. Pour les applications bipolaires l'utilisation industrielle des matériaux SiGe est la plus prometteuse en donnant naissance à la famille des Transistors Bipolaires à Hétérojonctions (HBT).

#### III.3.1. Etat de l'art des TBH SiGe

Le transistor bipolaire est un composant dit actif qui se comporte comme une source de courant commandée en tension. Depuis 1947, date du premier transistor à jonction, les développements poussés, tant sur les matériaux que sur les dimensions du dispositif, ont permis d'atteindre des performances records, largement utilisées dans le domaine des télécommunications ou dans des applications nécessitant de fortes puissances.

Après avoir été breveté en 1951 par W. Shockley [1], c'est en 1957 que Kroemer [2] a développé le principe de fonctionnement du transistor bipolaire en mettant en avant les avantages théoriques du TBH. Cette concrétisation n'a pu être effective que près de 30 ans plus tard, du fait de la grande difficulté à réaliser des couches SiGe stables et de bonne qualité. En effet, c'est grâce à des nouvelles techniques d'épitaxie comme l'EJM (Epitaxie par Jets Moléculaires) que les premières épitaxies des alliages SiGe contraint ont été réalisées [33]. Cette innovation entraîna une amélioration conséquente des performances du dispositif. En effet, depuis la première démonstration de la faisabilité d'un TBH SiGe en 1987 [34], ces composants connaissent un essor spectaculaire pour des applications en haute fréquence où des fréquences de coupures supérieures à 100GHz ont pu être atteintes dès 1993 [35] [36]. Vers le début des années 90, une nouvelle voie concernant le développement de technologies BiCMOS comportant sur une même puce des TBH Si/SiGe et des transistors MOS est exploitée [37], [38]. Cette technologie exploite la maturité acquise dans les technologies bipolaire classiques tout en offrant la compatibilité avec la technologie CMOS. La course à la performance continue, elle s'engagea par la suite à une nouvelle tendance technologique: l'introduction du carbone dans la base des dispositifs en 1996 [39]. Dès lors, les fréquences de coupure s'envolèrent dépassant 200GHz [40], puis 300GHz [41]. Les premiers TBHs Si/SiGe:C possédant des fréquences de transition supérieure à 500GHz ont été démontrées dès 2007 [42]. Cette forte augmentation des performances des TBH Si/SiGe ces dernières années a ouvert de nouvelles opportunités aux technologies Si. En effet, les applications

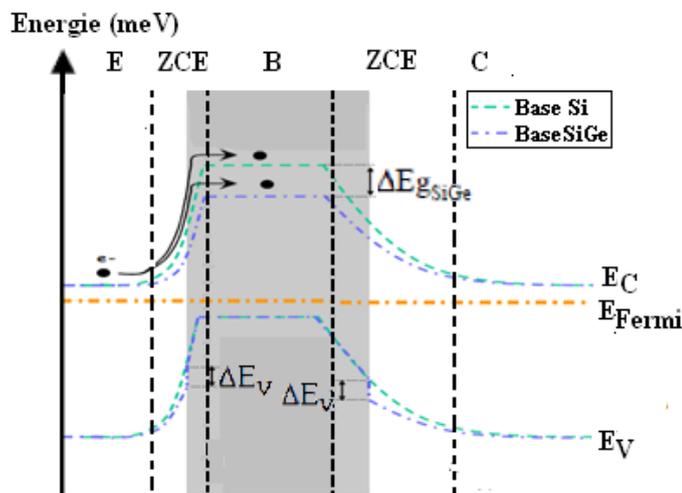
millimétriques jusqu'ici réservées aux technologies III-V, on put être adressées par des plateformes Si à un moindre coût. Le tableau I.1 résume les grandes étapes de l'évolution de la technologie bipolaire SiGe. Cet historique permet de faire un petit état de l'art sur les performances des HBT SiGe.

Evenements historique	Années	Référence
Première démonstration de l'effet transistor	1947	[43]
Brevet sur fondamentaux du HBT	1951	[1]
Théorie de base du HBT	1957	[2], [3]
1 <sup>ère</sup> croissance d'une couche SiGe contrainte	1975	[33]
1 <sup>ère</sup> croissance d'une épitaxie MBE de SiGe	1985	[44]
1 <sup>ère</sup> croissance d'une épitaxie UHV/CVD de SiGe	1985	[45]
1 <sup>er</sup> HBT SiGe	1987	[34]
1 <sup>er</sup> HBT SiGe fonctionnel avec technique CVD	1989	[46]
1 <sup>er</sup> HBT SiGe à performances élevées	1990	[47]
1 <sup>er</sup> HBT "self-aligned"	1990	[48]
1 <sup>er</sup> oscillateur en anneau ECL en techno. HBT SiGe	1990	[48]
1 <sup>er</sup> HBT SiGe pnp	1990	[49]
1 <sup>er</sup> HBT en technologie BiCMOS	1992	[37]
1 <sup>er</sup> HBT SiGe à $f_T > 100\text{GHz}$	1993	[35], [36]
1 <sup>er</sup> HBT SiGe sur technologie 200mm industrielle	1994	[50]
1 <sup>er</sup> HBT SiGe optimisé pour 77K	1994	[51]
1 <sup>er</sup> HBT SiGeC	1996	[39]
1 <sup>er</sup> HBT SiGe de forte puissance	1996	[52]
1 <sup>er</sup> HBT SiGe à $f_T > 200\text{GHz}$	2001	[40]
1 <sup>er</sup> HBT SiGe à $f_T > 300\text{GHz}$	2002	[41]
1 <sup>er</sup> complémentarité (nnp+pnp) SiGeHBT technologie	2003	[53]
1 <sup>er</sup> SiGeC technologie avec npn et pnp $f_T > 100\text{GHz}$	2003	[54]
1 <sup>er</sup> SiGeHBT vertical à couche mince (compatible CMOS) SOI	2003	[55]
1 <sup>er</sup> SiGe HBT avec à la fois $f_T$ et $f_{\text{max}} > 300\text{GHz}$	2004	[56]
1 <sup>er</sup> SiGe HBT avec $f_{\text{max}} 500\text{GHz}$	2007	[42]
1 <sup>er</sup> Si/SiGeC HBT FSA-SEG double polysilicium avec $f_{\text{max}} 423\text{GHz}$ et $f_T 273\text{GHz}$	2009	[57]
1 <sup>ère</sup> architecture SiGeC HBT auto-aligné avec $f_{\text{max}} 400\text{GHz}$ et $f_T 273\text{GHz}$	2009	[58]

**Tableau I.1:** Grandes étapes dans l'évolution de la technologie des transistors bipolaires à hétérojonction SiGe

### III.3.2. Diagramme de bande d'énergie de l'hétérostructure Si/SiGe

Comme on la déjà vue l'intérêt fondamental du matériau  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$  est de posséder une largeur de bande interdite plus faible que celle du Si. Cette propriété est mise en profit dans la base des transistors bipolaire pour différencier les forces et les barrières de potentiels appliquées aux électrons et aux trous. Ceci permet d'améliorer l'efficacité d'injection des électrons de l'émetteur vers la base, tout en bloquant au mieux les trous. L'injection des électrons de l'émetteur vers la base est donc favorisée, ce qui permet d'obtenir un courant collecteur plus élevé. Il en résulte ainsi un gain en courant plus importants pour les TBH SiGe.



**Figure I.11:** Comparaison des diagrammes de bandes d'un transistor bipolaire NPN tout silicium et d'un transistor à hétérojonction Si/SiGe.

### III.3.3. Les différents profils de Germanium

Le Germanium peut être incorporé avec une concentration qui évolue à travers la couche contrainte SiGe, dans ce cas, la réduction de l'énergie de la bande interdite ne sera plus constante. Selon l'évolution de la quantité de germanium dans l'alliage de la base, trois principaux types de profils de germanium se distinguent: ce sont le profil rectangulaire (appelé aussi box), le profil trapézoïdal (le plus utilisé en pratique) et enfin le profil triangulaire. La figure I.12 représente la concentration de Ge en fonction de l'abscisse  $x$  correspondant à la profondeur de la base. La variation graduelle de la teneur en Germanium de l'alliage à travers le film SiGe réduit progressivement l'énergie de bande interdite au niveau de la bande de conduction, criant ainsi un pseudo-champ électrique dans cette zone de la structure [59]. Quel que soit le profil utilisé rectangulaire ou trapézoïdal, l'écart de bandgap  $\Delta E_g$  varie linéairement d'une extrémité à l'autre du film SiGe.

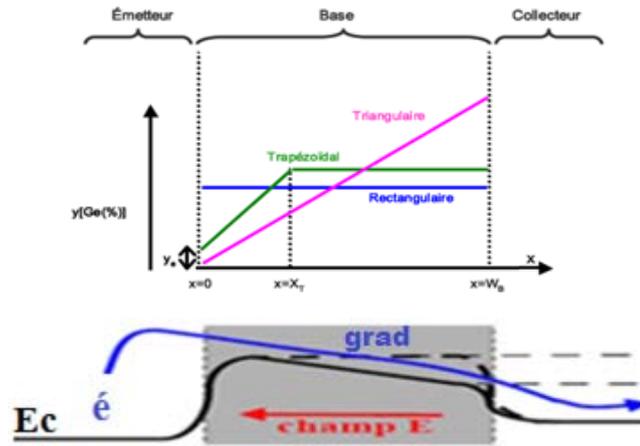


Figure I.12: Les trois principaux types de profils de germanium uniforme, Trapézoïdal et triangulaire.

La variation de la bande interdite en fonction de la position dans le film SiGe s'exprime par:

$$\Delta E_g(x) = \Delta E_g(0) + \Delta E_g(\text{grade}) \frac{x}{W_B} \tag{I.29}$$

Sur la figure I.13 les diagrammes de bande d'un transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe sont comparés dans le cas d'une teneur en Germanium constante et graduelle. Pour le cas d'un profil graduel, la concentration de Germanium étant plus forte côté collecteur que côté émetteur, la largeur de la bande d'énergie du SiGe diminue progressivement à travers la base. Il s'établit alors dans la base neutre un pseudo-champ électrique accélérateur, crée par l'abaissement de la bande de conduction, qui tend à accélérer le transport des porteurs minoritaires, réduisant ainsi le temps de transit dans la base  $\tau_B$ . Ceci permet d'obtenir de meilleures performances dynamiques, ainsi qu'une meilleure tension d'Early [60], [61].

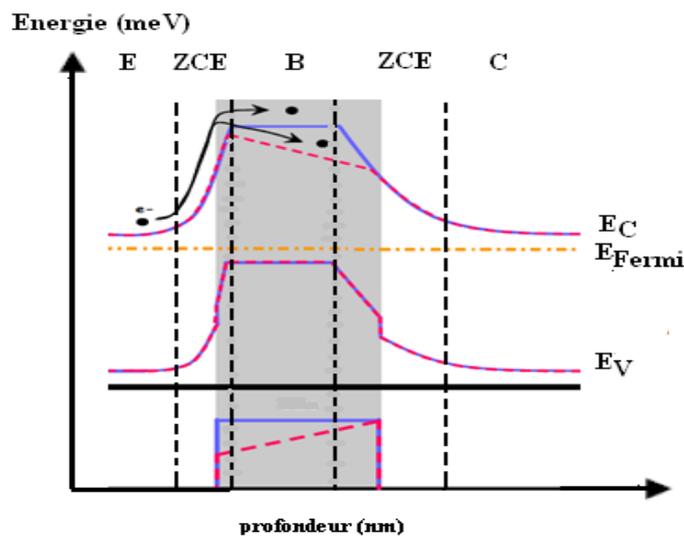


Figure I.13: Diagrammes de bande d'énergie avec une base SiGe dont le profil en Germanium est constant et graduel

### III.4. Influence du Germanium sur les caractéristiques électriques du transistor

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

Les effets du Germanium à concentration uniforme ou sous forme de gradient sont décrits en s'appuyant sur les expressions décrites par P. Ashburn [62].

#### III.4.1. Impact sur les caractéristiques statiques

Le fait d'utiliser pour la base un matériau de faible gap, augmente exponentiellement le nombre d'électrons injectés de l'émetteur vers la base, d'où une meilleure efficacité d'injection. La réduction de la bande interdite modifie la concentration intrinsèque des porteurs. Pour l'alliage SiGe la densité de porteurs intrinsèques s'exprime selon:

$$n_i^2(\text{SiGe}) = (N_C N_V)_{\text{SiGe}} \exp\left(\frac{E_{g\text{SiGe}}}{KT}\right) \quad (\text{I.30})$$

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

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

$$E_g(\text{SiGe}) = E_g(\text{Si}) - \Delta E_g \quad (\text{I.31})$$

D'où :

$$n_i^2(\text{SiGe})(T) = (N_C N_V)_{\text{SiGe}}(T) \cdot \exp\left(-\frac{E_{g(\text{Si})}(T)}{KT}\right) \exp\left(\frac{\Delta E_g}{KT}\right) \quad (\text{I.32})$$

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

$$n_i^2(\text{SiGe})(T) = \frac{(N_C N_V)_{\text{SiGe}}}{(N_C N_V)_{\text{Si}}} n_i^2(T) \exp\left(\frac{\Delta E_g}{KT}\right) \quad (\text{I.33})$$

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

$$I_C = \frac{qS n_i^2(\text{SiGe}) D_{nB}(\text{SiGe})}{N_{AB}(\text{SiGe}) W_B} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{KT}\right) \quad (\text{I.34})$$

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

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

$$I_C = \frac{qS n_i^2 (N_C N_V)_{SiGe} D_{nB} (SiGe)}{N_{AB} (SiGe) (N_C N_V)_{Si} W_B} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{KT}\right) \exp\left(\frac{\Delta E_g}{KT}\right) \quad (I.35)$$

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

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{(N_C N_V)_{SiGe} D_{nB} (SiGe) N_{DE} W_E}{(N_C N_V)_{Si} D_{pE} (Si) N_{AB} W_B} \exp\left(\frac{\Delta E_g}{KT}\right) \quad (I.36)$$

En posant:

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

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

$$\frac{\beta_{SiGe}}{\beta_{Si}} = \eta \cdot \gamma \exp\left(\frac{\Delta E_g}{KT}\right) \quad (I.37)$$

Dans le cas d'une base dont la concentration en Germanium est graduelle, il est nécessaire de prendre en compte, la variation linéaire de la bande interdite  $\Delta E_{ggrad}$ , due au profil croissant de Germanium dans la base. Le rapport des gains entre un BJT tout silicium et un HBT Si/SiGe qui a un profil de Ge graduel s'exprime par [62]:

$$\frac{\beta_{SiGe}}{\beta_{Si}} = \frac{(D_{nB} N_C N_V)_{SiGe} \Delta E_{ggrad}}{(D_{nB} N_C N_V)_{Si} KT} \frac{\exp\left(\frac{\Delta E_g(0)}{KT}\right)}{1 - \exp\left(\frac{\Delta E_{ggrad}}{KT}\right)} \quad (I.38)$$

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

$$\frac{V_A(SiGe)}{V_A(Si)} = \frac{\Delta E_{ggrad}}{KT} \exp\left[\frac{\Delta E_{ggrad}}{KT} - 1\right] \quad (I.39)$$

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

### III.4.2. Influence sur les performances dynamiques

L'introduction de Germanium dans la base a pour conséquence majeure la modification de la densité de courant collecteur  $I_C$  mais également de la charge d'électrons stockée dans la base  $Q_B$ . L'effet conjoint de ces deux quantités dues à la réduction de la bande interdite et à la modification des densités d'états, s'annule dans le rapport définissant le temps de transit dans la base  $\tau_B$ . Toutefois le coefficient de diffusion  $D_{nB}$ , étant également influencé par l'apport du

SiGe dans la base du transistor, ce dernier n'intervient que dans l'expression du courant.

L'expression de  $\tau_B(\text{Si})$  dans (I.21) est alors modifiée pour donner:

$$\tau_{B(\text{SiGe})} = \frac{W_B^2}{2D_{nB}(\text{SiGe})} = \tau_{B(\text{Si})} \frac{D_{nB}(\text{Si})}{D_{nB}(\text{SiGe})} \quad (\text{I.40})$$

D'où :

$$\frac{\tau_{B(\text{SiGe})}}{\tau_{B(\text{Si})}} = \frac{2KT}{\Delta E_{\text{grad}}} \frac{D_{nB}(\text{Si})}{D_{nB}(\text{SiGe})} \left[ 1 - \frac{KT}{\Delta E_{\text{grad}}} \left( 1 - \exp - \frac{\Delta E_{\text{grad}}}{KT} \right) \right] \quad (\text{I.41})$$

Ce rapport, principalement déterminé par le terme  $2kT/\Delta E_{\text{grad}}$ , est généralement inférieur à 1. L'ordre de grandeur de la réduction de temps de transit dans la base d'un transistor à base SiGe graduelle est de 50% pour une variation de la bande interdite de 100mV sur l'ensemble de la base.

En ce qui concerne le temps de transit dans l'émetteur, la charge stockée  $Q_E$  définie par la relation (I.14) n'est pas modifiée par le changement de matériau dans la base comme l'est la densité de courant  $I_C$ . En adaptant l'équation de  $\tau_{E(\text{Si})}$  (I.15), on obtient [63]:

$$\tau_{E(\text{SiGe})} = \frac{Q_E}{I_{C(\text{SiGe})}} = \tau_{E(\text{Si})} \frac{I_{C(\text{Si})}}{I_{C(\text{SiGe})}} \quad (\text{I.42})$$

$$\tau_{E(\text{SiGe})} = \tau_{E(\text{Si})} \frac{\beta(\text{Si})}{\beta(\text{SiGe})} \quad (\text{I.43})$$

Le temps de transit dans l'émetteur est inversement proportionnel au gain en courant, il diminue dans le même rapport que l'augmentation du gain. Si le profil de Ge est graduel, alors le rapport du temps de transit dans l'émetteur, selon [62] prend la forme inverse du rapport observé pour le gain en courant :

$$\frac{\tau_{E(\text{SiGe})}}{\tau_{E(\text{Si})}} = \frac{1 - \exp \frac{-\Delta E_{\text{grad}}}{KT}}{\frac{(D_{nB} N_C N_V)_{\text{SiGe}}}{(D_{nB} N_C N_V)_{\text{Si}}} \exp \frac{\Delta E_{g0} \Delta E_{\text{grad}}}{KT}} \quad (\text{I.44})$$

Le temps de transit dans la base est le temps dominant dans l'expression du temps de transit total. La fréquence maximale d'oscillation est donc proportionnelle au rapport donné par l'équation suivante [63] :

$$\frac{f_{\text{max}}(\text{SiGe})}{f_{\text{max}}(\text{Si})} \propto \frac{\tau_{B(\text{Si})}}{\tau_{B(\text{SiGe})}} \quad (\text{I.45})$$

Des valeurs typiques des rapports du gain en courant et de la durée de vie, sont représentées sur le tableau I.2 pour les trois types de profil pour une constante quantité de Ge d'environ 10%.

<b>Rapport SiGe/Si</b>	<b>B</b>	<b>1/<math>\tau</math></b>	<b>V<sub>A</sub></b>
<b>Profile de Ge</b>			
Abrupt $\Delta E_{g_0} = 75\text{meV}$ $\Delta E_{g_{\text{grad}}} = 0$	17.9	1	1
Trapézoidal $\Delta E_{g_0} = 37.5\text{meV}$ $\Delta E_{g_{\text{grad}}} = 75\text{meV}$	12.9	2.14	5.85
Graduel $\Delta E_{g_0} = 0$ $\Delta E_{g_{\text{grad}}} = 150\text{meV}$	5.79	3.49	55.3

**Tableau I.2:** Rapport des figures de mérite d'un TBH SiGe et d'un transistor homojonction pour différents profils de Germanium ayant une concentration moyenne fixe (10%) [64].

### III.5. Incorporation de Carbone

#### III.5.1. Limites de l'alliage SiGe

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

#### III.5.2. Rôle du Carbone dans l'alliage SiGe

Dans l'objectif toujours de réaliser des composant actif sur Silicium à très haute fréquence, un autre matériau a vu le jour, il s'agit de l'alliage ternaire Silicium-Germanium-Carbone ( $\text{Si}_{1-x-y}\text{Ge}_x\text{C}_y$ ). L'introduction du Carbone, qui avait jusqu'alors la mauvaise réputation d'introduire des défauts dans les composants électroniques, est reconnue pour apporter plusieurs effets avantageux sur les performances du dispositif [65].

Le Carbone de par son paramètre de maille beaucoup plus petit que celui du Silicium ou du Germanium, vient diminuer la contrainte mécanique générée par le Germanium [66], favorisant la stabilité mécanique de cette couche contrainte. La présence de Carbone permet également de limiter la diffusion des atomes dopants de bore et permet ainsi un confinement des atomes dopants dans la base ce qui améliore les performances du transistor [67]

### **III.5.2.1. Structure cristalline**

Le Carbone, le Germanium et le Silicium cristallisent selon la même structure, chimiquement similaires et d'une grande compatibilité physique, ils forment des cristaux purement covalents. Le volume atomique du Carbone est plus petit que celui de l'atome de Silicium ou du Germanium, son paramètre de maille de  $\sim 3.546\text{\AA}$  est bien plus faible que celui du Si:  $5.43\text{\AA}$ . Cette propriété est mise à profit dans la réalisation de l'alliage SiGeC qui se comporte comme un alliage binaire SiGe dont le paramètre cristallin est diminué, par l'introduction de Carbone. Les atomes de Carbone combinent les latences qui existent dans le film SiGe et réduisent les contraintes en compression. Ceci réduit les risques de relaxation des couches SiGe, retarde la génération de dislocation d'adaptation [65] et rend possible l'utilisation de concentrations de Germanium plus fortes et d'épaisseurs plus importantes.

L'approximation de la variation du paramètre de maille des alliages SiGeC en fonction des teneurs en Germanium et en Carbone, notées respectivement  $x$  et  $y$  se fait par l'interpolation linéaire entre le paramètre de maille du Silicium noté  $a_{\text{Si}}$  celui du Germanium  $a_{\text{Ge}}$ , et celui du Carbone ( $a_{\text{C}}$ ) par la loi de Vegard [68]:

$$a_{\text{SiGeC}} = a_{\text{Si}}(1 - x - y) + a_{\text{Ge}} \cdot x + a_{\text{C}} \cdot y \quad (\text{I.46})$$

Le paramètre de maille des alliages SiGeC augmente avec la concentration en Ge et baisse avec la teneur en C de l'alliage. Ainsi, pour une concentration de C importante, les alliages SiGeC peuvent avoir un paramètre de maille inférieur à celui du cristal de Si pur.

### **III.5.2.2. Largeur de la bande interdite du matériau SiGeC**

L'introduction du carbone dans les alliages SiGe a un impact double sur la largeur de la bande interdite. D'une part, la présence du carbone dans le film SiGe induit un abaissement de la bande de conduction et réduit d'autant la valeur de la largeur de bande interdite des alliages massifs [69]. D'autre part, l'incorporation du Carbone dans les alliages SiGe, à faible concentration, a pour effet d'augmenter la largeur de bande interdite du matériau en compensant la contrainte biaxiale des films SiGe sur substrat silicium [70]. L'effet de la

contrainte de l'alliage SiGeC due à l'apport du Carbone sur l'augmentation de la valeur de la bande interdite est plus important que l'effet direct du Carbone sur la bande de conduction. La largeur de la bande interdite des alliages contraints SiGeC augmente avec la teneur en Carbone [71]. D'après [72] 1% de Carbone augmente le gap de 17meV. Les équations (I.47) et (I.48) donnent la largeur de bande interdite des couches SiGeC contraintes en fonction de leur fraction en Germanium (x) et en Carbone (y).

$$E(\text{SiGeC})=E(\text{SiGe})+3,4.y \quad (\text{I.47})$$

$$E(\text{SiGeC})=E(\text{Si})-0,96 .x + 0,43.x^2 - 0,17 .x^3 + 3,4 .y \quad (\text{I.48})$$

## IV. La technologie BiCMOS SiGe

### IV.1.Pourquoi la technologie BiCMOS SiGe?

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

### IV.2.Evolution des technologies BiCMOS

Le choix de l'architecture est un aspect fondamental à la mise au point du composant car elle va délimiter en partie le domaine de performances qu'il pourra atteindre. De manière générale, chaque évolution de l'architecture rend possible un saut de performances que d'autres facteurs ne peuvent permettre. Dans la suite de ce paragraphe nous allons décrire brièvement les différentes architectures des transistors bipolaires. Le tableau I.3 décrit brièvement les différentes architectures des transistors bipolaires, il met en évidence les principales différences entre toutes les architectures étudiées.

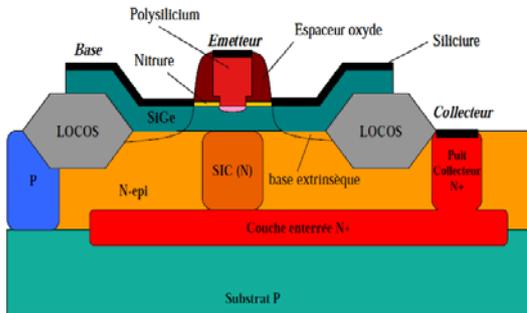
Pour les TBH, il existe trois grandes familles d'architectures: la structure quasi auto-aligné (QSA pour "Quasi Self Aligned") à épitaxie non-sélective de la base (NSEG pour "Non-Selective Epitaxial Growth"), la structure simple ou double polysilicium, et celle complètement auto-aligné (FSA pour "Fully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

Architectures	Caractéristiques	Performances	caractéristiques technologiques	Avantages et limites
BiCMOS 0.35µm <b>BiCMOS6G</b>	noeud 0.35µm $W_E = 0.4\mu\text{m}$	$f_T=45\text{GHz}$ $f_{\text{max}}=60\text{GHz}$ $BV_{\text{CEO}}= 3.6\text{V}$	-La structure de E/B est quasi-auto-alignée (QSA) la base extrinsèque est implantée de manière auto-alignée sur le poly-émetteur. -L'isolation utilisée est de type LOCOS. -La couche SiGe est déposée par epitaxie non sélective -Les contacts de base sont reportés sur l'oxyde afin de minimiser les capacités parasites C/B -Une fine couche d'oxyde est présente à l'interface monosilicium/polysilicium.	-Création de défauts lors de l'implantation de la base extrinsèque, qui favorisent la diffusion du bore dans la base par un mécanisme de diffusion assistée par défauts (TED) -La siliciuration de la base extrinsèque se fait de manière non uniforme.
SiGeBiCMOS 0.25µm <b>BiCMOS7</b>	noeud 0.25 µm.	$f_T=70\text{GHz}$ $f_{\text{max}}= 90\text{GHz}$ $BV_{\text{CEO}}= 2.6\text{V}$	-Architecture double polysilicium quasi auto-alignée -L'épitaxie de la base se fait épitaxie de manière non sélective	-Minimise les défauts d'implantation. -La base extrinsèque est obtenue par diffusion des dopants implantés dans le polysilicium de base et non par implantation directe.
SiGe:CBiCMOS 0.25µm <b>BiCMOS7RF</b>	noeud 0.25 µm $W_E = 0.25 \mu\text{m}$	$f_T=60\text{GHz}$ $f_{\text{max}}=120\text{GHz}$ $BV_{\text{CEO}}=2.5\text{V}$	-Même architecture que SiGeBiCMOS 0.25µm double polysilicium quasi auto-alignée -Introduction du carbone dans la base.	-L'introduction du carbone limite les mécanismes de diffusions assistées par défauts (TED).
SiGe:CBiCMOS 0.13µm <b>BiCMOS9</b>	noeud 0.13µm $W_E = 0.17 \mu\text{m}$	$f_T$ et $f_{\text{max}} > 150\text{GHz}$ $BV_{\text{CEO}}= 1.8\text{V}$ .	-Même architecture que SiGe BiCMOS 0.25µm double polysilicium quasi auto-alignée -Réduction verticale du profil de base l'épaisseur SiGe est divisée par trois par rapport	
SiGe:CBiCMOS 0.13µm faible coût IMEC		$f_T=205\text{GHz}$ $f_{\text{MAX}}=275\text{GHz}$	-Architecture quasi-auto-alignée simple polysilicium - Réduction du nombre de masques - Dopage bore supérieure à la filière 0.25 µm. - La base épitaxiée de façon non-sélective	
SiGe:CBiCMOS 0.13µm FSA-SEG		$f_T=280 \text{ GHz}$ , $f_{\text{max}}=300\text{GHz}$ $BV_{\text{CEO}}=1.5\text{V}$	-Architecture auto-alignée double polysilicium - La base épitaxiée non-sélective	

Tableau I.3: Les différentes architectures de transistors bipolaire

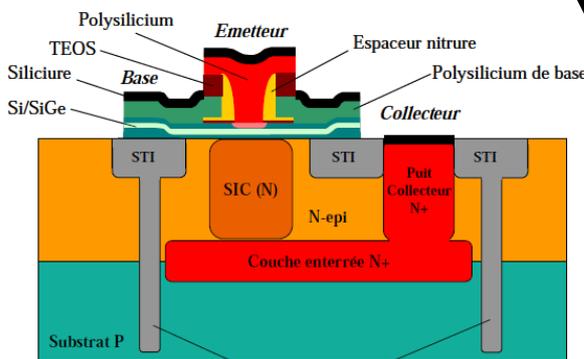
La figure I.14 présente les différentes architectures du TBH SiGe intégré en technologie BiCMOS.

**Structure quasi-auto-alignée**



La filière BiCMOS 0.35µm

SiGeBiCMOS6G



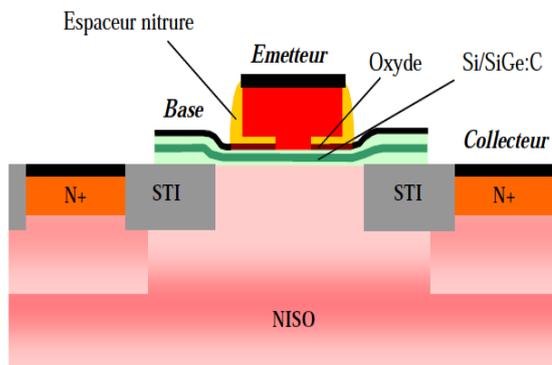
La filière BiCMOS 0.25µm

SiGeBiCMOS7

- Introduction du carbone dans la base



SiGeCBiCMOS7RF

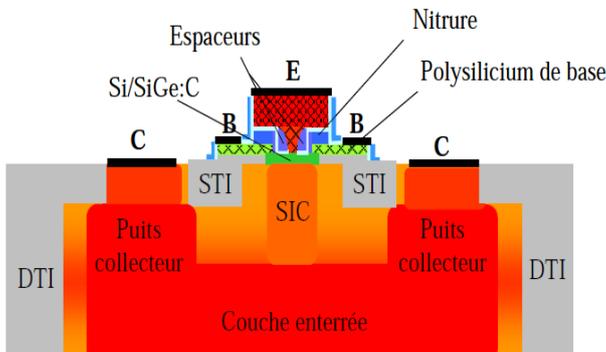


La filière BiCMOS 0.13µm

SiGeCBiCMOS9



**Structures complètement auto-alignées**



La filière BiCMOS 0.13µm.

SiGeCFSA-SEG

Figure I.14: Evolution des différentes architectures SiGeBiCMOS

Enfin nous présentons l'évolution des performances des technologies SiGe BiCMOS et le domaine de leurs applications sur la figure I.15.

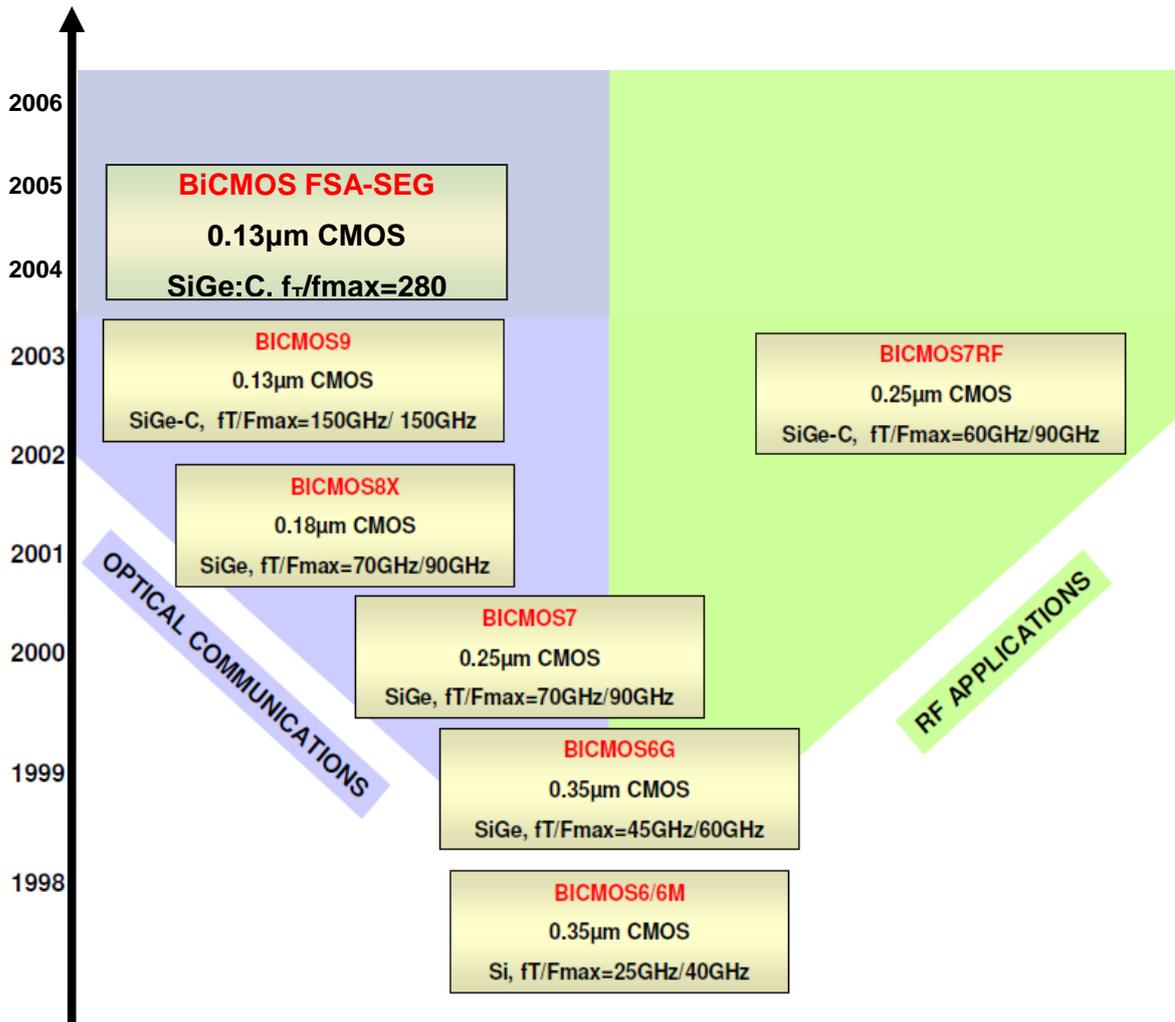


Figure I.15: Evolution des performances des technologies SiGe BiCMOS et leurs applications

## V. Caractéristiques électriques

### V.1. Caractéristiques statiques

#### V.1.1. Tracé de Gummel

Une des caractéristiques typiques courant/tension du transistor bipolaire, est le tracé de Gummel, qui représente en échelle semi-logarithmique les variations des courants de collecteur et de base avec la polarisation base/émetteur  $V_{BE}$ . Elles permettent de juger l'idéalité des courants et du gain en courant, et de mettre en avant les effets de quasi-saturation liés à des valeurs importantes de résistances série. Sur la figure I.16 un tracé de Gummel typique est présenté pour le transistor bipolaire à hétérojonction SiGe, obtenus pour une tension  $V_{CE}$  fixe égal à 2.5 V.

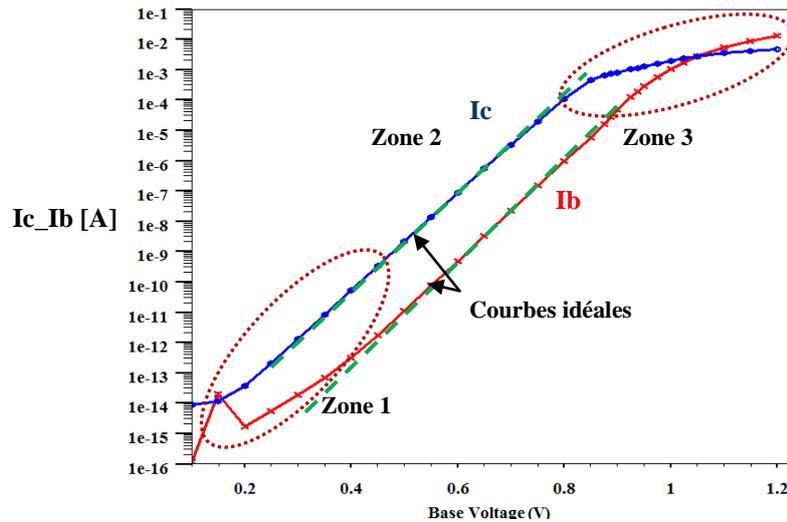


Figure I.16:Tracé de Gummel d'un transistor bipolaire

En fonction de la polarisation  $V_{BE}$  appliquée, nous pouvons distinguer trois zones principales de fonctionnement :

**La zone 1:** Dans ce régime qui correspond à des faibles tensions  $V_{BE}$  (typiquement inférieure à 0.6V), le courant de base n'est pas idéal il est dominé par des contributions de courants de recombinaison. En présence de recombinaisons, le courant suit une dépendance en tension selon  $\exp(qV_{BE}/nkT)$ . Où le facteur d'idéalité  $n$  est compris entre 1 et 2.

**La zone 2:** Pour des valeurs de  $V_{BE}$  plus élevées les niveaux d'injection de porteurs injectés à travers la base deviennent suffisamment importants et dépassent en intensité les courants de fuites observés dans la région 1. Dans cette zone les courants de base et de collecteur suivent leur loi idéale en  $\exp(qV_{BE}/kT)$  et leurs courbes sont parallèles.

**La zone 3:** (tensions  $V_{BE}$  supérieures à 0.8V) Dans cette zone, les courbes des courants  $I_c$  et de  $I_b$  s'écartent de la variation exponentielle du régime normal et le gain en courant est fortement dégradé. Ceci est dû aux effets de forte injection, ce qui provoque une décroissance du courant de base et du courant de collecteur par rapport aux caractéristiques idéales.

### V.1.2. Tensions d'avalanche

En régime de fonctionnement normal, la jonction base/collecteur est polarisée en inverse. Lorsque la polarisation inverse de la jonction BC devient très importante, les électrons qui traversent cette région acquièrent suffisamment d'énergie pour créer des paires électrons trous par un phénomène d'ionisation par impact. Un nombre important de paires électrons-trous est alors créé, et les porteurs ainsi générés vont, à leur tour être accélérés et créer d'autres paires électrons-trous, entraînant par avalanche une augmentation brutale du courant. Lorsque les

trous générés arrivent dans la base ils ont pour effet une réduction du courant de base  $I_B$ . La tension de claquage émetteur-collecteur  $BV_{CEO}$  est la tension  $V_{CE}$  pour laquelle le courant  $I_B$  s'annule.

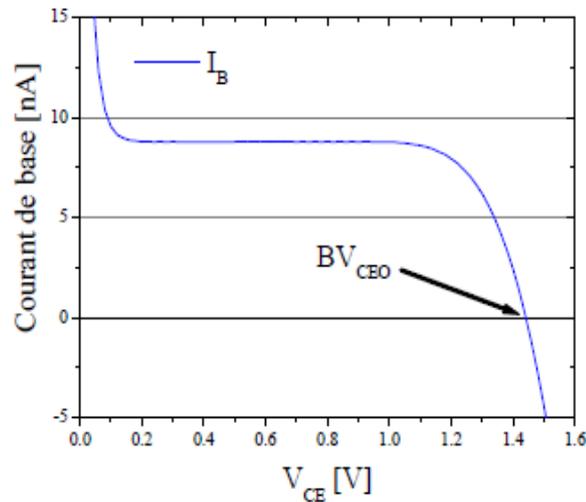


Figure I.17: Définition de la tension de claquage  $BV_{CEO}$ .

## V.2. Caractéristiques dynamiques du transistor bipolaire

La finalité des TBH présentés dans ce travail est la réalisation de circuits hauts fréquences, c'est pourquoi l'étude des caractéristiques du composant en régime dynamique est de première importance. Dans cette partie nous allons présenter les principaux facteurs de mérite servant à évaluer les performances du composant dans le régime dynamique.

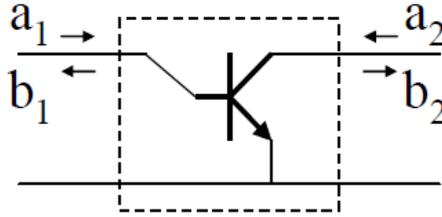
### V.2.1. Comportement en haute fréquence: Analyse «petit signal»

Afin de caractériser efficacement le comportement en hautes fréquences des transistors bipolaires, il est possible de se ramener à une étude linéaire en considérant une variation infiniment faible des signaux électriques, autour d'un point de polarisation donnée.

#### V.2.1.1 Théorie des quadripôles

Pour le domaine des hyperfréquences ( $>1\text{GHz}$ ), l'application des règles classiques (loi de mailles et loi des nœuds) associées aux grandeurs électriques (tension et courant) devient insuffisante pour décrire le comportement électrique du composant. En effet, lorsqu'on monte en fréquence, la valeur de la longueur d'onde devient non négligeable devant les dimensions du circuit et les notions de tension et de courant deviennent difficiles à exploiter et dépendent de la position dans le réseau. La caractérisation hyperfréquence de ce type de dispositifs utilise le formalisme des ondes de puissance de KUROKAWA [84] aboutissant au concept des paramètres [S].

Le composant est alors considéré comme un quadripôle, soumis à des ondes incidentes et réfléchies.



**Figure I.18:** présentation des ondes incidentes ( $a_1$ ,  $a_2$ ) et des ondes réfléchies ( $b_1$ ,  $b_2$ ) aux accès d'un quadripôle.

Les relations entre les ondes incidentes et réfléchies sont modélisées par une matrice  $2 \times 2$ , que l'on appelle matrice des paramètres  $[S]$ . 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.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

Les ondes  $a_i$  et  $b_i$  s'expriment à partir des tensions et courants normalisés de la manière suivante :

$$a_i = \frac{V_i + Z_{Ci} i_i}{2\sqrt{\text{Re}\{Z_{Ci}\}}} \quad (\text{I.49})$$

$$b_i = \frac{V_i + Z_{Ci}^* i_i}{2\sqrt{\text{Re}\{Z_{Ci}\}}} \quad (\text{I.50})$$

Où  $Z_{Ci}$  est l'impédance de référence du port considéré.

On définit les paramètres  $S_{ij}$  tels que :

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

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

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

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

Ces paramètres décrivent directement les principales grandeurs utilisables en hyperfréquences telles que les facteurs de réflexion, les gains ou les pertes, utilisés pour la caractérisation de composants. Ces paramètres sont souvent représentés sous forme de

diagrammes de Smith ou polaires. Ils permettent de caractériser un quadripôle en petit signal ainsi que l'extraction des figures de mérite  $f_T$  et  $f_{MAX}$ .

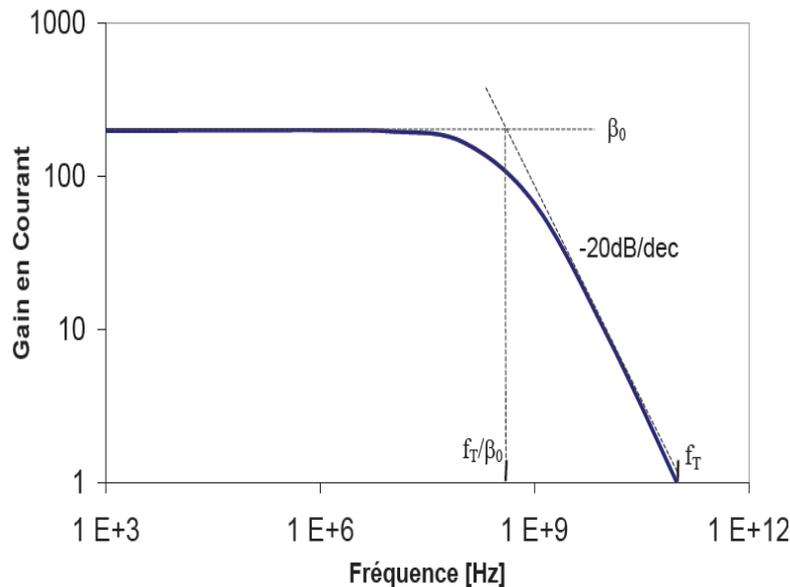
### V.2.2. fréquence de transition

A partir des paramètres  $S_{ij}$  on peut déterminer le gain en courant petit signal, lequel dans sa forme générale est défini comme suit :

$$\beta = \left| \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} = \left| \frac{Y_{21}}{Y_{11}} \right| = |H_{21}| = \left| \frac{-2S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}.S_{21}} \right| \quad (I.51)$$

Où  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ , et  $S_{22}$  sont les paramètres de dispersion en entrée et en sortie du quadripôle.

L'évolution du gain en courant dans un diagramme de Bode en fonction de la fréquence de fonctionnement est présentée sur la figure I.19. Aux basses fréquences,  $h_{21}$  est indépendant de la fréquence (suit un plateau), par contre au-dessus d'une certaine valeur de fréquence il commence à décroître à partir de sa valeur en régime statique avec une pente théorique de -20dB par décade. Au-delà d'une fréquence noté  $f_T$ , le gain en régime dynamique  $h_{21}$  devient inférieur à 1 et le transistor perd ses fonctions d'amplificateur ou de commutateur.



**Figure I.19:** Evolution du gain dynamique en fonction de la fréquence

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

### V.2.3. Fréquence d'oscillation maximale

En parallèle à  $f_T$  la fréquence d'oscillation maximale est une autre grandeur révélatrice des performances dynamiques du transistor bipolaire. La détermination de la fréquence maximale d'oscillation  $f_{Max}$  s'appuie sur l'évolution du gain en puissance du transistor unilatéralisé nommé le gain de Masson. Le gain unilatéral d'un composant proposé par Masson, est le gain maximum disponible obtenu lorsque la stabilité est assurée par l'annulation du coefficient de transmission inverse  $S_{12}$ . Son expression en fonction des paramètres S est donnée par la relation suivante :

$$U = \frac{\left| \frac{S_{21}}{S_{12}} - 1 \right|^2}{2 \left( K \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| - \Re \left( \frac{S_{21}}{S_{12}} \right) \right)} \quad (I.52)$$

Où  $K$  est le facteur de stabilité de Rollet.

En théorie, la décroissance de ce gain est également de 20dB par décade et la fréquence maximale d'oscillation correspond à la fréquence pour laquelle ce gain atteint l'unité  $|U|=1$  (0 dB). La fréquence maximal d'oscillation est la fréquence pour laquelle le transistor devient passif, elle s'extrait de la même manière que la fréquence de transition par extrapolation de la pente à -20dB par décade jusqu'à 0 dB.

## VI. Les potentialités des TBH SiGe pour la conception de circuits radiofréquences

Depuis l'invention du transistor bipolaire, l'industrie des semi-conducteurs n'a jamais cessé de progresser en volume d'activité, en raison de l'augmentation permanente du champ d'application de l'électronique. Les TBH Si/SiGe dont la compétitivité tient de leurs performances en fréquence, offrent une grande transconductance d'entrée facilitant la réalisation des contres réactions et permettant de contrôler le gain et l'adaptation. Ces performances les destinent à la réalisation de circuits analogiques large bande et en particuliers à réaliser des amplificateurs de puissance à faible bruit extrêmement performants. De plus, les meilleures performances en bruit 1/f rendent naturellement efficace l'utilisation de ces transistors dans la réalisation de fonctions où un faible bruit de phase est requis comme l'oscillateur commandé en tension (VCO).

Les transistors bipolaires à hétérojonction SiGe sont également utilisés pour des applications grand public nécessitant des fréquences de fonctionnement élevées. Cela concerne les applications analogiques dans le domaine des micro-ondes mais aussi

l'électronique numérique ultra-rapide ainsi que l'électronique mixte. L'augmentation des fréquences de coupures de ces composants permet d'augmenter les débits d'information transmise. Ce qui les destinent vers les applications de télécommunication, comme les communications optiques ou les réseaux de téléphonie mobile, et les réseaux informatiques WLAN (Wireless Local Area Network: réseau local sans fil).

La plupart des chaînes de traitement RF font l'usage de TBH SiGe pour la réalisation de blocs tels que des amplificateurs faible bruit LNA (Low Noise Amplifier), des oscillateurs contrôlés en tension  $V_{CO}$  (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. Ceci fait du transistor bipolaire à hétérojonction SiGe un composant de choix pour ce type de marché, et confirme la maturité de la technologie SiGe pour les applications hyperfréquences. Le tableau I.4 illustre l'état de l'art de quelques applications RF réalisées avec la technologie BiCMOS SiGe.

Circuit RF	Performances
Diviseur de fréquence	71.8 GHz [85]
Comparateur	16 GHz [86]
$V_{CO}$	40 GHz [87]

**Tableau I.4:** Applications utilisant la technologie SiGe.

## VI.1. Objectifs de la réalisation de l'oscillateur radiofréquences

Comme nous l'avons déjà présenté dans le paragraphe précédent le degré de maturité atteint par les transistors bipolaire à hétérojonction SiGe les placent plus favorablement dans les applications radiofréquence. Dans ce cadre, les transistors bipolaires à hétérojonction SiGe(HBT) présentent de nombreux avantages qui les positionnent comme le meilleur choix pour la réalisation d'oscillateurs dans la gamme des fréquences micro-ondes. Le choix de ces composants est motivé par les avantages qu'ils procurent en termes de performances. Le transistor bipolaire à hétérojonction SiGe en plus de posséder des fréquences de fonctionnement plus élevées, il se démarque par leurs faible niveaux de bruit basse fréquence. De plus, il présente à fréquence de coupure égale de meilleures tenues en tension de claquage ( $BV_{CBO} > 5V$ ), ce qui fait de lui un dispositif idéal pour la conception d'oscillateurs.

Aujourd'hui, les oscillateurs sont des modules importants voir critiques pour certaines applications de communications sans fils, puisque leur bruit propre est susceptible de dégrader fortement la sensibilité du système complet. Le comportement non linéaire de l'oscillateur crée un phénomène de mélange des sources de bruit basses fréquences avec le signal hautes fréquences a proximité de la fréquence centrale d'oscillation. En effet, le bruit aux basses fréquences du composant actif est un paramètre clé qui limite les performances en termes de bande passante des oscillateurs dans lesquels il est converti dans les hautes fréquences en bruit de phase. Ce dernier se retrouve converti autour de la porteuse à travers les non linéarités du composant. Les TBH Si/SiGe présentent des performances très attractives en termes de bruit basse fréquence (bruit BF). Des performances en bruit de phase 10 dB meilleures que celles obtenues avec un MESFET peuvent être atteintes. Désormais, les transistors bipolaires à hétérojonction SiGe ouvrent de nouvelles possibilités d'amélioration de la pureté spectrale des sources micro-ondes.

## VII. Conclusion

Au fil de ce chapitre nous avons vu l'évolution et l'optimisation des transistors bipolaires tout silicium jusqu'au transistor bipolaire à hétérojonctions Si/SiGe. Dans un premier temps nous avons présenté les limites fondamentales des performances des transistors bipolaires homojonction, imposées par la physique, ainsi que l'aptitude des transistors bipolaires à hétérojonction SiGe à dépasser ces limites.

Les propriétés du matériau SiGe ainsi que son influence sur la structure de bandes d'énergie du dispositif sont abordées. L'utilisation dans les transistors bipolaires d'une hétérojonction émetteur-base, constituée d'un matériau à faible largeur de bande interdite pour la base permet, entre autre, d'améliorer l'efficacité d'injection des électrons de l'émetteur vers la base. Elle permet également, l'augmentation de la fréquence de transition.

Les transistors bipolaire à hétérojonction s'avèrent être d'excellents candidats à une utilisation accrue dans le domaine des radiocommunications, voir hyperfréquences. Ce sont les raisons pour lesquelles notre ambition s'est orientée vers la conception et la modélisation d'oscillateurs micro-ondes à base de ces composants.

## Référence Bibliographiques

- [1] W.Shockley, "Circuit element utilizing semiconductive material, U.S. patent 2.569.347, 25th Sept. 1951.
- [2] H.Kroemer, "Theory of wide-gap emitter for transistors", Proceeding of IRE, Vol. 45, P. 1535–1537,1957.
- [3] H. Kroemer, "Quasielectric and quasimagnetic fields in nonuniform semiconductors" RCA Review, Vol. 18, 1957.
- [4] G. Freeman, J.Rieh, Z. Yang et al., "Reliability and performance scaling of very high speed SiGe HBTs", Microelectronics reliability, Vol.44,Issue3, pp.397-410, March 2004.
- [5] J. A. Kerr,et F. Berz, "The Effect of Emitter Doping Gradient on  $f_T$  in Microwave Bipolar Transistors", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 22(1), pp.15–20,1975.
- [6] R.G Meyer et R. S. Muller,"Charge-Control Analysis of the Collector- Base Space-Charge Region Contribution to Bipolar Transistor Time Constant", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 34(2), pp. 450-452,1987.
- [7] D.J.Roulston,"Bipolar Semiconductor Devices", McGraw Hill, pp.241,1990.
- [8] B.Jagannathan, M.Khater, F.Pagette, et al. "Self-aligned SiGe NPN transistors with 285 GHz Fmax and 207 GHz Ft in a manufacturable technology". IEEE Electron Device Lett, Vol. 23, No. 5, pp. 258-260, 2002.
- [9] K. Kurishima, "An analytical expression of fmax for HBT's", IEEE Transaction on Electron Devices, vol. 43, N° 12, pp. 2074-2079, 1996.
- [10] J. M. Early, "Effect of space- charge layer widening in junction transistors", Proceeding the IRE, Vol. 40, pp. 1701-1706,1952.
- [11] C.T.Kirk, "A Theory of Transistor Cut Off Frequency ( $f_T$ ) Falloff at High Current Densities", IEEE, Transactions on Electron Devices, Vol. N° 9, pp. 164-174, 1962.
- [12] W.M. Webster, "On the variation of junction transistor current amplification factor with emitter current", Proceedings of the IRE, vol. N°42, pp. 914-920, 1954.
- [13] B. Le Tron, "Etude statique et dynamique de transistors bipolaires à hétérojonctions (TBH) SiGe sur silicium intégré dans une technologie bipolaire", Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon,N°.95 ISAL0078, pp. 1-168, 1995.
- [14] E. DeBerranger-Martinet,"Étude et fabrication de transistors bipolaires à hétérojonctions (TBH) Si/SiGe intégrés dans une filière BiCMOS industrielle 0.5  $\mu\text{m}$ ", Thèse de doctorat, INSA de Lyon, N°.98 ISAL0025, 1998.

- [15] H. Baudry, "Développement et étude de transistors bipolaires hautes performances à base silicium-germanium", Thèse EEATS, Université de Grenoble I, pp. 193, 2001.
- [16] J.P. Dismukes, L. Ekstrom and R.J. Paff, "Lattice parameter and density in germanium-silicon alloys" *Journal of Physical Chemistry*, Vol.68, pp.3021,1964.
- [17] L. Végard, "Gitterkonstanten von Mischkristallen", *Zeitschrift für Physik*, Vol. 17, N°5, pp. 726 -1730, 1921.
- [18] H. J. Herzog, "Crystal structure, lattice parameters and liquidus-solidus curve of the SiGe system", IEE EMIS Datareviews Series, INSPEC, Ed. E. Kasper and K. Lyutovich, 24, 45,1999.
- [19] R. Hull, J. Bean, C. John. "Thermal stability of Si/SiGe/Si heterostructures". *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 55, No. 18, pp. 1900-1902, 1989.
- [20] R. Hull and J.C. Bean "Germanium-silicon: physics and materials" San diego Academic Press, 1999.
- [21] R.People,J.C. Bean, "Calculation of critical layer thickness versus lattice mismatch for  $\text{Ge}_x\text{Si}_{1-x}$  strained-layer heterostructures", *Applied Physics Letters*, Vol. 47 N° 3, pp. 322-324, 1985.
- [22] F.C.Frank, J. VanderMerve, "One-dimensional dislocations: I.Statistic Theory; II Misfitting monolayers and orient:overgrowths", *Proceeding.R.Soc*, Vol.189, pp.205-216, 1949.
- [23] J.W.Matthews, A.E. Blakeslee, "Defects in epitaxial multilayers III. Preparation of almost perfect multilayers", *J. Cryst. Growth*, Vol. 32, pp. 265-269, 1976.
- [24] P.Ashburn; "Design and Realization of Bipolar Transistors",JohnWiley and Sons; 1988.
- [25] S.Richard, "Modélisation physique de la structure électronique, du transport et de l'ionisation par choc dans les matériaux IV-IV massifs, contraints et dans les puits quantiques", Thèse de doctorat, Université Paris-Sud XI, 2004.
- [26] D.V.Lang, R.People, J. C. Bean et A. Sergent, "Measurement of the bandgap of  $\text{Ge}_x\text{Si}_{1-x}/\text{Si}$  strained-layer heterostructures", *Applied Physics Letter* 47(12), pp.1333-1335,Décembre 1985.
- [27] R. People, "Indirect band gap of coherently strained  $\text{Ge}_x\text{Si}_{1-x}$  bulk alloys on "001 silicon substrates", *Physical Review B*, Vol. 32 N° 2, pp.1405-1408, 1985.
- [28] J.C.Bean,"Silicon-based semiconductor heterstructures: column IV band gap engineering", *Proceeding IEEE*, Vol. 80 N°4, pp. 571-587, 1992.
- [29] R.People, J. C. Bean, 'Band alignment of coherently strained  $\text{Ge}_x\text{Si}_{1-x}/\text{Si}$  heterostructures on  $\langle 001 \rangle \text{Ge}_y\text{Si}_{1-y}$  substrate', *Appl.Phys.Lett*, Vol.48, N°8, pp.538-540, 1986.

- [30] P. Ashburn, « SiGeHeterojunction bipolar technology », Short Course, BCTM, 2000.
- [31] J. Poortmans, S.C. Jain, D.H.J. Totterdell, M. Caymax, J.J. Nijs, R.P. Mertens et R.VAN “Overstraeten Theoretical calculation and experimental evidence of the real and apparent bandgap narrowing due to heavy doping in p-type silicon and strained  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$  layers Solid State Electronics, Vol.36, issue 12, pp. 1763-1771, 1993.
- [32] R. People “Physics and applications of  $\text{Ge}_x\text{Si}_{1-x}/\text{Si}$  strained layer heterostructures “IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. QE-22 n°9, pp.1696, 1986.
- [33] E. Kasper, H.J. Herzog, H.Kibbel, “A one-dimensional SiGe superlattice grown by UHV epitaxy”, Journal of Applied Physics, Vol. 8, pp. 1541– 1548, 1975.
- [34] S.S.Iyer, G.L.Patton, S.S.Delage, S. Tiwari, J.M.C.Stork, “Silicon-germanium base heterojunction bipolar transistors by molecular beam epitaxy”, Technical Digest of IEDM, pp. 874 –876, 1987.
- [35] E.Kasper, A.Gruhle, H.Kibbel, “High speed SiGe-HBT with very low base sheet resistivity”, Technical Digest of IEDM, pp.79–81, 1993.
- [36] E.F.Crabbe, B.S. Meyerson, J.M.C Stork, D. L. Hame, “Vertical profile optimization of very high frequency epitaxial Si and SiGe base bipolar transistors”, Technical Digest of IEDM, pp.83–86, 1993.
- [37] D.L.Hame, , E.F.Crabbe, J.D. Cressler, J.H. Comfort, J.Y.C.Sun, S.R. Stiffler, E.Kobeda, J.N. Burghartz, M.M. Gilbert, J.C. Malinowski, A.J.Dally, S.Ratanaphanyarat, M.J. Saccamango, W. Rausch, J. Cotte, C. Chu, J.M.C. Stork, “A high performance epitaxial SiGe base ECL BiCMOS technology”, Technical Digest of IEDM, p.19–22, 1992.
- [38] D.L.Hame, K.Schonenberg, M.Gilbert, Nguyen-Ngoc, D., Malinowski, J., Jeng, S.-J. Meyerson, B. Cressler, J.D. Groves, R. Berg, G. Tallman, K. Stein, K. Hueckel, G. Kermarrec, C. Tice, T. Fitzgibbons, G. Walter, K.Colavito, D. Houghton, T. Greco, N.Kebede, T. Cunningham, B. Subbanna, S. Comfort, J.H. Crabbe, E.F. “A 200 mm SiGe-HBT technology for wireless and mixed signal applications”, Technical Digest of IEDM, pp. 437-440, 1994.
- [39] L.D. Lanzerotti, A.S. Amour, C.W. Liu, J.C.Sturm, J.K.Watanabe, D. Theodore, “Si/Si<sub>1-x</sub>Ge<sub>x</sub>C<sub>y</sub>/Si heterojunction bipolar transistors”, IEEE Electron Device Letters, Vol. 17, pp.334–337, July 1996.
- [40] S.J. Jeng, B. Jagannathan, J.S. Rieh, J. Johnson, K.T. Schonenberg, D. Greenberg, A. Stricker, H. Chen, M. Khater, D. Ahlgren, G. Freeman, K. Stein, S. Subbanna, “A 210-GHz  $f_T$  SiGe HBT with a non-self-aligned structure”, in IEEE Electron Device Letters, Vol.22, No.11, pp.542-544, Nov. 2001.
- [41] J.S. Rieh, B. Jagannathan, H. Chen, K.T. Schonenberg, D. Angell, A. Chinthakindi, J. Florkey, F. Golan, D. Greenberg, S.J. Jeng, M. Khater, F. Pagette, C. Schnabel, P. Smith, A. Stricker, K. Vaed, R. Volant, D. Ahlgren, G. Freeman, K. Stein, S. Subbanna, “SiGe HBTs with cut-off frequency of 350 GHz”, in International Electron Devices Meeting Technical Digest, pp.771-774, 8-11 Dec. 2002.

- [42] N. Zerounian, F. Aniel, B. Barbalat, P. Chevallier, et A. Chantre, "500 GHz cutoff frequency SiGe HBTs", IEEE, Electronics Letters, Vol. 43 No. 14, 2007.
- [43] J. Bardeen, W.H. Brattain, "The transistor, a semi-conductor triode" Physical Review, Vol.71, 1947.
- [44] R. People, "Indirect bandgap of coherently strained SiGe bulk alloys on <001>silicon substrates", in Physical Review B, Vol.32, pp.1405-1408, 1985.
- [45] B.S. Meyerson, "Low-Temperature silicon epitaxy by ultrahigh vacuum /chemical vapordeposition", in Applied Physics Letters, Vol.48, pp.797-799, 1986.
- [46] C.A. King, J.L. Hoyt, C.M. Gronet, J.F. Gibbons, M.P. Scott, J. Turner, "Si/Si<sub>1-x</sub>Ge<sub>x</sub> heterojunction bipolar transistors produced by limited reaction processing", in IEEE Electron Device Letters, Vol.10, No.2, pp.874-876, Feb. 1989.
- [47] G.L. Patton, J.H. Comfort, B.S. Meyerson, et al, "75 GHz fT<sub>SiGe</sub> base heterojunction bipolar transistors" IEEE Electron Device Letters, vol. 11, 1990.
- [48] J.H. Comfort, G.L. Patton, J.D. Cressler, et al., "Profile leverage in a selfaligned epitaxial SiGe-base bipolar technology" Technical Digest IEEE International Electron Devices Meeting, Washington, 1990.
- [49] D.L. Hameed, J.M.C. Stork, B.S. Meyerson, E.F. Crabbe, G.L. Patton, G.J. Scilla, E. deFresart, A.A. Bright, C. Stanis, A.C. Megdanis, M.P. Manny, E.J. Petrillo, M. Dimeo, R.C. McIntosh, K.K. Chan, "SiGe-base PNP transistors fabricated with n-type UHV/CVD LPE in a 'No Dt' process", in Technical Digest of Symposium on VLSI Technology, Honolulu, HI, USA, pp47-48, 4-7 June 1990.
- [50] D.L. Hameed, J.H. COMFORT, J.D. CRESSLER, et al. Si/SiGe Epitaxial-Base Transistors-Part I : Materials, Physics and Circuits. IEEE Transactions on Electronics Devices, vol. 42, n° 3, pp. 455-468, 1995.
- [51] J.D. Cressler, E.F. Crabbe, J.H. Comfort, J.Y.C. Sun, J.M.C. Stork, "An epitaxial emitter-cap SiGe-base bipolar technology optimized for liquid-nitrogen temperature operation", in IEEE Electron Device Letters, Vol.15, No.11, pp.472-474, Nov 1994.
- [52] A. Schuppen, S. Gerlach, H. Dietrich, D. Wandrei, U. Seiler, U. Konig, "1-W SiGe power HBTs for mobile communication", in IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.6, No.9, pp.341-343, Sep. 1996.
- [53] B. El-Kareh, S. Balster, W. Leitz, et al., "A 5V complementary SiGeBiCMOS technology for high-speed precision analog circuits" Proceedings of the IEEE BCTM, Toulouse, 2003.
- [54] B. Heinemann, R. Barth, D. Bolze, et al., "A complementary BiCMOS technology with high speed npn and pnp SiGe:C HBTs" Technical Digest of the IEEE International Electron Devices Meeting, Washington, 2003.
- [55] J. Cai, M. Kumar, M. Steigerwalt, et al., "Vertical SiGe-base bipolar transistors on CMOS compatible SOI substrate" Proceedings of the IEEE BCTM, Toulouse, 2003.

- [56] J.S. Rieh, D. Greenberg, M. Khater, et al., "SiGe HBTs for millimeterwave applications with simultaneously optimized  $f_T$  and  $f_{MAX}$ " Proceedings of the IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, Fort Worth, p. 2004.
- [57] S. Van Huylenbroeck et al., "A 400GHz  $f_{MAX}$  Fully Self-Aligned SiGe:C HBT Architecture" Proceedings IEEE BCTM, pp.5, 2009.
- [58] P. Chevalier et al., "A Conventional Double-Polysilicon FSA-SEG Si/SiGe:CHBT Reaching 400 GHz  $f_{MAX}$ " Proceedings IEEE BCTM, pp. 1, 2009.
- [59] D. L. Hareme, S. J. Koester, G. Freeman et al., "The revolution in SiGe: impact on device electronics", Applied Surface Science, Vol. 224, p. 9-17, 2004.
- [60] K. Mukul, N. Das, R. Das, P. K. Basu, "Effect of Ge content and profile in the SiGe base on the performance of a SiGe/Si heterojunction bipolar transistor", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 47, n°3, November 5, 2005.
- [61] Jain Suresh C., Decoutre, Willander M., et al. "SiGe HBT's for application in BICMOS technology: I. Stability, reliability and material parameters. Semicond". Sci. Technol., 2001, Vol. 16, pp. 51-65.
- [62] P. Ashburn "SiGe Heterojunction Bipolar Transistors" Editions John Wiley, 2003.
- [63] Philippe Cazenave, "Modélisation du transistor bipolaire intégré", Volume 2: Dispositifs à hétérojonctions", Hermès (Traité EGEM), 2004-2005.
- [64] H. Mnif, "Contribution à la modélisation des transistors bipolaires à hétérojonction Si/SiGe en température", Thèse de doctorat, Université Bordeaux, 2004.
- [65] A. St. Amour, L. D. Lanzerotti, C. L. Chang et al., "Optical and electrical properties of  $Si_{1-x-y}Ge_xC_y$  thin films and devices", Thin Solid Films, Vol. 294, p. 112-117, 1997.
- [66] H.J. Osten, G. Lippert, D. Knoll, R. Barth, B. Heinemann, H. Rucker, P. Schley, «The effect of carbon incorporation on SiGe heterobipolar transistor performance and process margin», Technical Digest of IEDM, P. 803–806, 1997.
- [67] L.D. Lanzerotti, J.C. Sturm, E. Stach, R. Hull, T. Buyuklimanli, et C. Magee, «Suppression of boron outdiffusion in SiGe HBT's by carbon incorporation», IEEE International Electron Device Meeting, pp. 249–252, 1996.
- [68] J.L. Regolini, F. Gisbert, G. Dolino et al. "Growth and characterization of strain compensated SiGeC epitaxial layers" Materials Letters, vol.18, p.57, 1993.
- [69] K. Brunner, W. Winter, K. Eberl, N.Y. Jin-Phillipp and F. Phillipp "Fabrication and band alignment of pseudomorphic  $Si_{1-y}C_y$ ,  $Si_{1-x-y}Ge_xC_y$  and coupled  $Si_{1-y}C_y/Si_{1-x-y}Ge_xC_y$  quantum well structures on Si substrates" Journal of Crystal Growth, vol.175, pp.451, 1997.
- [70] K. Yuki, K. Toyada, T. Takagi, Y. Kanzawa, K. Nozawa, T. Saitoh and M. Kubo, "Bandgap and strain engineering in SiGe heterojunction bipolar transistors", Japan. J. Appl. Phys. Part I, Vol. 40, 2633–2636, 2001.

- [71] P. Boucaud, C. Francis, F. H. Julien, J.-M. Lourtioz, D. Bouchier, S. Bodnar, B. Lambert et J. L. Regolini, "Band-edge and deep level photoluminescence of pseudomorphic  $\text{Si}_{1-x-y}\text{Ge}_x\text{C}_y$  alloys", *Applied Physics Letters* 64(7), pp. 875–877, Février 1994.
- [72] S.M. Sze; "Physics of semiconductor devices" (2nd edition); John Wiley and Sons; 1988.
- [73] A.Monroy, W. Laurens, M.Marty, D.Dutartre, D.Gloria, J.L.Carbonero, A.Perrotin,M.Roche, A. Chantre, "BiCMOS6G: a high performance 0.35  $\mu\text{m}$  SiGeBiCMOS technology for wireless applications", *Proceedings of BCTM*, pp. 121–124, 1999.
- [74] S.Jouan, "Développement et caractérisation de transistors bipolaires à hétérojonctions Si/SiGe pour les circuitsradiofréquences", thèse de doctorat, Université de Grenoble I–Joseph Fourier, 2001.
- [75] A. Piontek, T. Vanhoucke, S. van Huylenbroeck, L. J. Choi, G. A. M. Hurkx, E. Hijzen et S. Decoutere, , "A 205/275  $f_T/f_{\text{MAX}}$  Air gap Isolated 0.13  $\mu\text{m}$  BiCMOS Technology featuring on-chip High Quality Passives", *IEEE International SiGe Technology and Device Meeting*, pp. 242– 243,2006.
- [76] K.Oda, Ohue, E., Tanabe, M., Shimamoto, H., Onai, T., Washio, K., "130-GHz fTSiGe HBT technology", *Technical Digest of IEDM*,pp.791–794, 1997.
- [77] Baudry, H., Szelag, B., Deleglise, F., Laurens, M., Mourier, J., Saguin, F., Troillard, G., Chantre, A., Monroy, A., "BiCMOS7RF: a highly manufacturable0.25- $\mu\text{m}$  BiCMOS RF-applications-dedicated technology using non selective SiGe:Cepitaxy", *Proceedings of BCTM*,pp. 207– 210, 2003.
- [78] Laurens, M., Martinet, B., Kermarrec, O., Campidelli, Y., Deleglise, F., Dutarte, D., Troillard, G., Gloria, D., Bonnouvrier, J., Beerkens, R., Rousset, V., Leverd, F., Chantre, A., Monroy, A., "A 150GHz  $f_T/f_{\text{max}}$  0.13 $\mu\text{m}$  SiGe:CBiCMOS technology", *Proceedings of BCTM*,, pp. 199 – 202, 2003.
- [79] Chevalier, P., Lagarde, D., Avenier, G., Schwartzmann, T., Barbalat, B., Lenoble, D., Bustos, J., Pourchon, F., Saguin, F., Vandelle, B., Rubaldo, L., Chantre, A., "Low-cost self-aligned SiGeC HBT module for high-performance bulk and SOI RFCMOS platforms", *Technical Digest of IEDM*,pp. 963– 966, 2005.
- [80] T. F. Meister, H. Schäfer, K. Aufinger, R. Stengl, S. Boguth, R. Schreiter, M. Rest, H. Knapp, M. Wurzer, A. Mitchell, T. Böttner, J. Böck, "SiGe Bipolar technology with 3.9 ps Gate Delay", *The IEEE Proceedings of the International Conference on BIPOLAR/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp.103-106, Toulouse, France, 2003.
- [81] T. Tominari, S. Wada, K. Tokunaga, K. Koyu, M. Kubo, T. Udo, M. Seto, K. Ohhata, H. Hosoe, Y. Kiyota, K. Washio, A. Hashimoto, "Study on extremely thin base SiGe:C HBTs featuring sub-ps ECL gate delay", *IEEE Proceedings of the International Conference on BIPOLAR/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp.107-110, Toulouse, France, 2003.

- [82] J. S. Rieh, B. Jagannathan, H. Chen, K. Schonenberg, S. J. Jeng, M. Khater, D. Ahlgren, G. Freeman, S. Subbanna, "Performance and design considerations for high speed SiGe HBT's of  $f_T/f_{max} = 375\text{GHz}/210\text{GHz}$ ", Proceeding of IPRM 2003, Santa Barbara, CA.
- [83] B. Barbalat, "Technologie et Physique de Transistors Bipolaires à Hétérojonctions Si/SiGeC Auto-alignés très Hautes Fréquences", Thèse de doctorat, Université Paris-Sud XI - Faculté des Sciences d'Orsay, pp. 1-192, 2006.
- [84] K. Kurokawa, "Power waves and the Scattering Matrix", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Volume 13, Issue 02, pp.194–202, 1965.
- [85] M. Wurzer, "71.8 GHz static frequency divider in a SiGe bipolar technology", The IEEE Proceedings of the International Conference on BIPOLAR/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, pp. 216-219, MN, USA, 2002.
- [86] J. C. Jensen and L. E. Larson., "16 GHz ultra-high-speed Si/SiGe HBT comparator", The IEEE Proceedings of the International Conference on BIPOLAR/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, pp. 120-123, MN, USA, 2002.
- [87] A. Gruhle "Monolithic 26 GHz and 40 GHz VCOs with SiGe HBTs", Tech. Dig. IEEE In, international Electron Devices Meeting, Washington, pp.725-728, 1995.

# Chapitre 2

## **Modélisation des défauts d'implantation de la base extrinsèque et intérêt du carbone dans les TBH SiGe**

---

## I. Introduction

La fabrication des composants semi-conducteurs à base de SiGe connaît actuellement une grande expansion. Ce matériau, par ses propriétés intéressantes, est un très bon candidat pour la réalisation de transistors bipolaires à hétérojonction permettant d'atteindre de hautes fréquences de fonctionnement à partir de la technologie Silicium bien maîtrisée [1]. Dans la pratique, avant d'intégrer ces composants dans un système électronique, l'analyse de leur fiabilité est une étape nécessaire pour valider la technologie de fabrication utilisée. En effet, malgré cette expansion rapide qui a permis d'atteindre le stade de commercialisation des TBH SiGe, certains handicaps liés aux procédés de fabrication limitent les performances attendues de ces composants et leur fiabilité. Ces limitations sont principalement liées à la présence de défauts technologiques introduit lors de l'étape d'implantation de la base extrinsèque [2]. En plus de possibles altérations sur les performances du composant, ces défauts peuvent introduire des phénomènes physiques hors équilibre rendant le contrôle de la profondeur de jonction très difficile à réaliser. Ils sont à l'origine de phénomènes de diffusion accélérée du dopant de la base (le bore) survenant au cours de l'élaboration des transistors [3]. Ces problèmes de diffusion ont amené à incorporer des atomes de carbone dans la couche épitaxie  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$  [4], permettant ainsi de réaliser des profils de dopage de base à la fois très élevé et très fin grâce à un meilleur confinement des atomes dopants.

Dans le but de mieux appréhender les mécanismes physiques spécifiques mis en jeu dans le TBH SiGe nous avons mené une première étude basée sur des simulations numériques comportementales, "dites physiques" réalisées avec le logiciel ISE TCAD. L'objectif étant l'évaluation des performances électriques du TBH, et l'étude de l'influence des défauts d'implantation électriquement active sur les performances statiques du composant.

Dans un premier temps nous comparons le comportement électrique d'un transistor bipolaire à homojonction et d'un transistor bipolaire à hétérojonction SiGe. Dans ce cadre, nous exposons de manière quantitative l'effet de l'incorporation du Ge sur les caractéristiques électriques du composant. Dans la deuxième partie, nous allons répondre à l'une des questions principales de ces travaux, à savoir le rôle que peuvent jouer les défauts cristallins induits par l'étape d'implantation de la base extrinsèque sur les caractéristiques électriques du composant. Pour cela nous étudions l'influence de chacun des différents paramètres caractérisant ces défauts, tel que la section de capture, la concentration, et la distribution en énergie dans le gap du semi-conducteur. Enfin dans la troisième partie, nous présentons les

caractéristiques électriques propres au TBH SiGeC. Une étude quantitative nous permet de suivre l'influence du pourcentage du Carbone sur les performances du composant.

## **II. Elaboration du modèle relatif aux hétérojonctions SiGe**

### **II.1. Présentation générale**

La modélisation physique des composants permet de mieux appréhender et quantifier les mécanismes de transport des porteurs dans les composants électriques, et de prévoir l'influence de divers phénomènes comme la présence de défauts ou les fluctuations microscopiques du courant (sources de bruit) sur les performances électriques des composants. Ainsi il est impensable aujourd'hui de réaliser un composant semi-conducteur sans faire appel à une conception assistée par ordinateur.

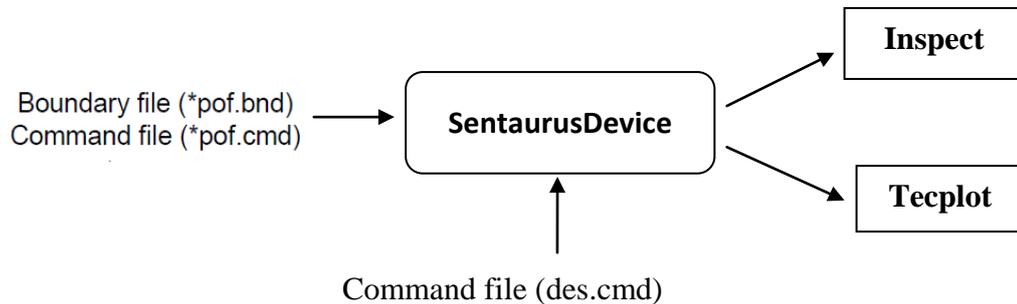
### **II.2. Description de l'environnement de simulation**

Les simulations des phénomènes physiques du transistor bipolaire à hétérojonction SiGe faisant l'objet de cette étude, ont été effectuées avec l'outil de simulation GENESISe version 8.3 commercialisé par la compagnie ISE Integrated Systems Engineering. Le logiciel ISE-TCAD offre une plateforme modulaire, et extensible permettant la mise en commun de plusieurs logiciels spécialisés. Ces logiciels interdépendants permettent de simuler toutes les étapes technologiques de fabrication des composants semi-conducteurs et de décrire leur comportement statique et dynamique notamment lorsqu'ils sont soumis à des perturbations physiques. De plus, il est possible d'étudier également des systèmes électroniques grâce à la possibilité de réaliser des simulations mixtes (physiques électriques).

### **II.3. Méthodologie de la simulation**

La modélisation physique d'un dispositif semi-conducteur permet à partir de la définition de sa géométrie, du type de matériau considéré, des profils et des niveaux de dopage, de résoudre numériquement les équations physiques des semi-conducteurs, afin de déduire le comportement électrique de celui-ci. L'outil MDRAW permet de définir les dimensions de la structure simulée, les paramètres des zones dopées (l'emplacement, le type, le niveau et le profil de dopage), de placer les contacts électriques et de définir le maillage. Pour la résolution des équations des semi-conducteurs avec le module DESSIS, l'utilisateur doit définir les modèles physiques, la nature des contacts, ainsi que les paramètres des matériaux. La représentation des résultats se fait au moyen d'outils particuliers du logiciels tels que TECPLOT pour la représentation d'une grandeur physique en chaque point de la structure

étudiée et INSPECT pour la représentation des résultats tels que les réseaux courant-tension, et les formes temporelles des tensions et des courants sur les différents nœuds du circuit.



**Figure II.1:** Organigramme présentant les étapes de la simulation

La méthodologie utilisée pour mener à bien la simulation du composant, peut donc se résumer en quatre étapes principales:

- Construction de la structure (régions et dopages).
- Définition du maillage.
- Choix des modèles physiques à prendre en compte pour effectuer la simulation.
- Calibration des paramètres des modèles physiques (matériau, défauts) selon le but de l'étude.

De nombreux types de simulations sont envisageables, le logiciel peut calculer simultanément le comportement électrique statique (DC), dynamique (AC) et temporelle pour tout composant semi-conducteur. D'autre part, il est possible d'obtenir en chaque point géométrique de la structure de nombreuses informations comme le champ électrique, la densité de porteurs, la concentration des dopants. Le logiciel de simulation permet également d'analyser le comportement dynamique (AC) et temporel de la structure dans un circuit (simulation mixte).

### II.3.1. Description de la structure d'étude

#### II.3.1. 1. Présentation de la technologie

La structure étudiée est un transistor BiCMOS  $0.35\mu\text{m}$  à hétérojonction à base SiGe, fabriqué dans le cadre de la technologie bipolaire simple quasi-auto aligné, à émetteur en polysilicium. Les TBH de la filière BICMOS $0.35\mu\text{m}$  sont fabriqués dans un contexte d'intégration BICMOS (Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor). Cette technologie permet de combiner sur le même support les avantages des transistors bipolaires et des transistors CMOS, en associant la haute densité d'intégration et la faible consommation des circuits CMOS, et la rapidité et le faible bruit des transistors bipolaires [5].

Les principales caractéristiques technologiques de cette structure sont les suivantes:

- L'émetteur en poly-silicium permet d'améliorer l'efficacité d'injection, et d'obtenir un faible temps de transit dans l'émetteur.
- La structure émetteur/base est dite quasi-auto-alignée car la base extrinsèque est implantée (avec du bore) de manière auto-alignée sur le poly-émetteur. L'auto-alignement permet de minimiser la résistance de base et la capacité de la jonction BC.

Toutefois cette technologie peut présenter des limites technologiques qu'on peut résumer comme suit:

- Création de défauts lors de l'implantation de la base extrinsèque, qui favorisent la diffusion du bore dans la base par un mécanisme de diffusion assistée par défauts (TED= Transient Enhanced Diffusion) [6]. Le profil de base va donc s'élargir, limitant ainsi les performances fréquentielles du transistor sensible au profil vertical de la base.

### II.3.1.2. Définition de la structure sous ISE

La définition de la structure du composant étudié est une étape déterminante de la simulation. Pour le cas de notre étude la structure de simulation est décrite directement de manière analytique à partir de l'interface de création MDRAW [7]. Cette méthode permet de définir graphiquement la géométrie du composant en précisant la nature du matériau pour chaque zone. Elle permet également de préciser les spécifications des différents profils de dopage relatifs à chaque région du dispositif, de placer les contacts électriques et de générer le maillage pour les composants à deux dimensions. La figure II.2 représente un exemple schématique de la structure simulée. Cette structure présente des profils de dopage réels, et des épaisseurs de couches proches de la structure élaborée par la filière BiCMOS6G de ST microélectronique [8].

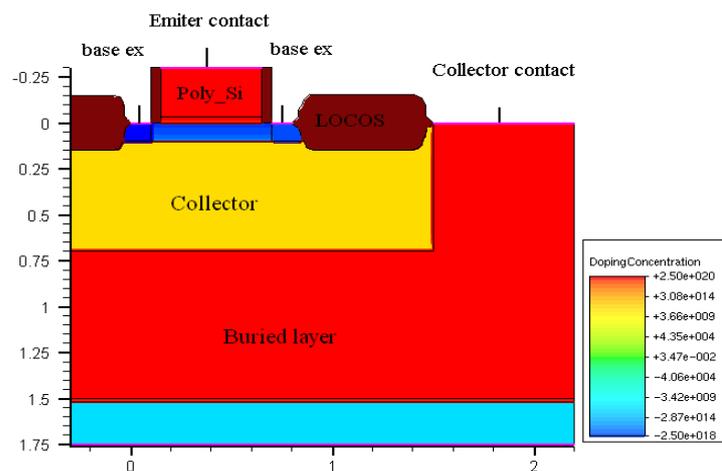


Figure II.2: Exemple de la structure simulée.

Les profils de dopants de la structure sont approximés par des profils gaussiens. Ils diffèrent peu des profils réels dont la distribution peut être légèrement asymétrique du fait de phénomènes de ségrégation.

Le dopage d'émetteur poly-Silicium est fixé à  $1.5 \cdot 10^{21} \text{cm}^{-3}$ , il est déterminé par la nécessité d'obtenir une bonne efficacité d'injection de la jonction émetteur-base, tout en conservant une capacité émetteur-base  $C_{BE}$  faible. Pour éviter les phénomènes de conduction par effet tunnel dû au fort dopage, l'émetteur en poly-Silicium est prolongé par une couche mono-silicium présentant un profil gaussien dont le pic de concentration à  $1.5 \cdot 10^{18} \text{cm}^{-3}$  est situé au niveau de l'interface base/émetteur. Le profil de bore de la base pour une largeur de 100nm suit également une distribution gaussienne avec un maximum de  $2.5 \cdot 10^{18} \text{cm}^{-3}$ . Le dopage en arsenic de la couche épitaxie du collecteur est fixé à une concentration de  $3 \cdot 10^{16} \text{cm}^{-3}$ . La couche de contact du collecteur à un dopage le plus élevé possible, autour de  $10^{19} \text{cm}^{-3}$ . Ce dopage permet de minimiser les résistances d'accès à travers cette couche.

La base est graduelle en composition de Germanium, ce qui a pour effet de générer un champ électrique dans la couche, limitant ainsi la recombinaison des porteurs minoritaires et réduisant le temps de transit  $\tau_B$  [9]. Les profils de dopants de la base, sont présentés sur la figure suivante :

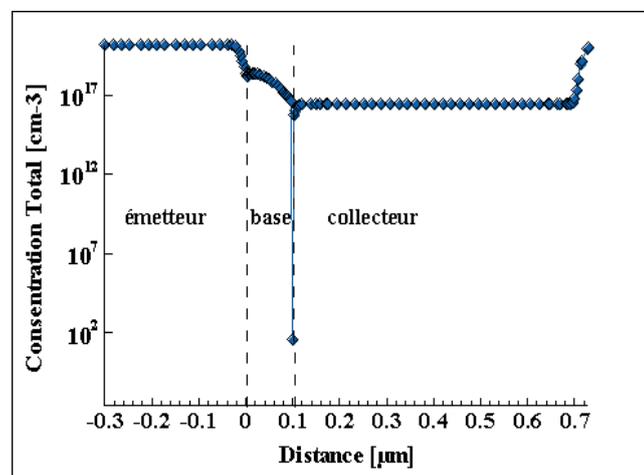


Figure II.3: Profil de dopage pour la structure d'étude.

Il est ensuite nécessaire de procéder à un maillage des différentes zones où un compromis doit être trouvé entre un maillage suffisamment fin pour ne pas perdre en précision des calculs et un maillage excessivement fin qui impliquerait un temps de calcul trop long. Un maillage non uniforme selon la précision souhaitée est alors choisi. Le maillage est raffiné au niveau des régions sensibles, nous citons en particulier les jonctions, les régions où les charges

s'accumulent, les régions où le dopage varie fortement et les régions peu dopées mais sous forte polarisation. Cependant le reste de la surface peut être raffinée de façon plus lâche.

### II.3.2. Simulation électrique sous DESSIS

Avec le module DESSIS [10], nous procédons finalement à la simulation physique bidimensionnelle de la structure étudiée. Dans ce cas DESSIS traite un fichier de maillage défini par le module MDRAW. Le dispositif réel est représenté dans le simulateur par une structure dont les propriétés physiques sont discrétisées en chaque nœud d'un maillage non uniforme. La simulation électrique par DESSIS s'appuie sur une discrétisation de type éléments finis des équations de la physique de semi-conducteur régies par le Modèle Drift Diffusion (DDM) [11]. La simulation est basée sur la résolution numérique des trois équations fondamentales de transport de charges dans les semi-conducteurs qui sont respectivement l'équation de Poisson et les équations de continuité pour les électrons et les trous. La statistique d'état de Boltzmann est utilisée pour déterminer la concentration des porteurs.

#### II.3.2.1. Equations fondamentales (modèle dérive-diffusion)

Les équations fondamentales utilisées par ISE (extraites du manuel utilisateur ISE-DESSIS) [10] correspondant au model DDM, sont brièvement présentées dans la partie suivante.

#### Equation de Poisson

L'équation de Poisson relie la densité de charges au potentiel électrostatique.

$$\text{div}(\text{grad}(V)) = -\frac{\rho}{\epsilon_S/c} \quad (\text{II.1})$$

Où  $\epsilon$  est la permittivité du semi -conducteur considéré,  $V$  est le potentiel électrostatique et  $\rho$  est la densité de charges.

La densité locale de charges est la somme des contributions de toutes les charges mobiles électrons ( $n$ ) et trous ( $p$ ) charges fixes tel que les impuretés dopantes ionisées  $N_A$  et  $N_D$ .

$$\rho = q(N_D - N_A + p - n) \quad (\text{II.2})$$

Avec  $q$  la charge élémentaire  $q = 1.6 \times 10^{-19}$  C.

L'intégration de l'équation de Poisson permet de calculer la variation du potentiel dans le semi-conducteur à partir de la charge d'espace formée par les charges dues aux porteurs libres et aux impuretés que l'on suppose totalement ionisées.

### Equations de continuité des densités de porteurs

Les équations de continuité décrivent la continuité du flux de porteurs, elles illustrent le principe de la conservation de charge. Les équations de continuité pour les électrons et les trous s'expriment par:

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{q} \text{div}(\vec{J}_n) + G_n - R_n \quad (\text{II.3})$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{1}{q} \text{div}(\vec{J}_p) + G_p - R_p \quad (\text{II.4})$$

Où  $J_n$  et  $J_p$  représentent les densités de courant,  $G_n$  et  $G_p$  les taux de génération et  $R_n$  et  $R_p$  les taux de recombinaison de porteurs libres, respectivement des électrons et des trous.

Les équations des densités de courant associées sont les suivantes :

$$\vec{J}_n = qn\mu_n\vec{E} + qD_n\vec{\nabla}n \quad (\text{II.5})$$

$$\vec{J}_p = qp\mu_p\vec{E} + qD_p\vec{\nabla}p \quad (\text{II.6})$$

Avec  $\mu_n$  et  $\mu_p$  les mobilités des porteurs et  $D_n$  et  $D_p$  les coefficients de diffusion, reliés entre eux par l'équation d'Einstein:

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{KT}{q} \quad (\text{II.7})$$

Ce modèle décrit clairement le phénomène de transport des porteurs, avec la prise en compte du mécanisme de diffusion ainsi que du phénomène de recombinaison.

### II.3.3. Modèles physiques utilisés pour la simulation du TBH SiGe sous ISE/DESSIS

Le logiciel de simulation ISE TCAD contient un ensemble complet de modèles physiques qui permet de décrire le comportement des composants semi-conducteurs. L'exactitude des simulations numériques dépend fortement du choix de ces modèles physiques pour décrire le fonctionnement du composant. Généralement ces modèles physiques sont choisis en fonction du type de la structure étudiée et de son mode de fonctionnement.

#### II.3.3.1. Constante diélectrique

La permittivité de l'alliage SiGe est égale aux permittivités des matériaux constituants pondérées par les fractions molaires. Elle est définie par une interpolation linéaire (loi de Vegard) [12] suivant le taux de Germanium retenu.

$$\epsilon_{\text{SiGe}} = (1-x)\epsilon_{\text{Si}} + x\epsilon_{\text{Ge}} \quad (\text{II.8})$$

x étant le pourcentage du Germanium dans l'alliage.

$\epsilon_{\text{Si}}$ ,  $\epsilon_{\text{Ge}}$  sont les constantes diélectriques du Silicium et du Germanium respectivement. Elles ont pour valeurs 11.9 et 16 [13].

### II.3.3.2. Modèle de la mobilité des porteurs

Dans les composants semi-conducteurs la mobilité est une grandeur physique qui dépend d'un facteur de volume (fonction du dopage) et d'un facteur de surface (fonction de la dispersion due aux phonons et des imperfections de surface). Elle est également liée au champ électrique ( $E_{\text{normal}}$ ) dans la zone de charge d'espace. La modélisation de la mobilité la plus complète prend donc en compte la variation de la mobilité avec la concentration de dopant ainsi que le champ électrique [14].

La mobilité des porteurs diminue avec l'augmentation du niveau de dopage en raison des collisions de porteurs avec les atomes du dopant (atomes ionisés). Ce phénomène est implémenté dans DESSIS par l'expression suivante (modèle de Masetti) [15].

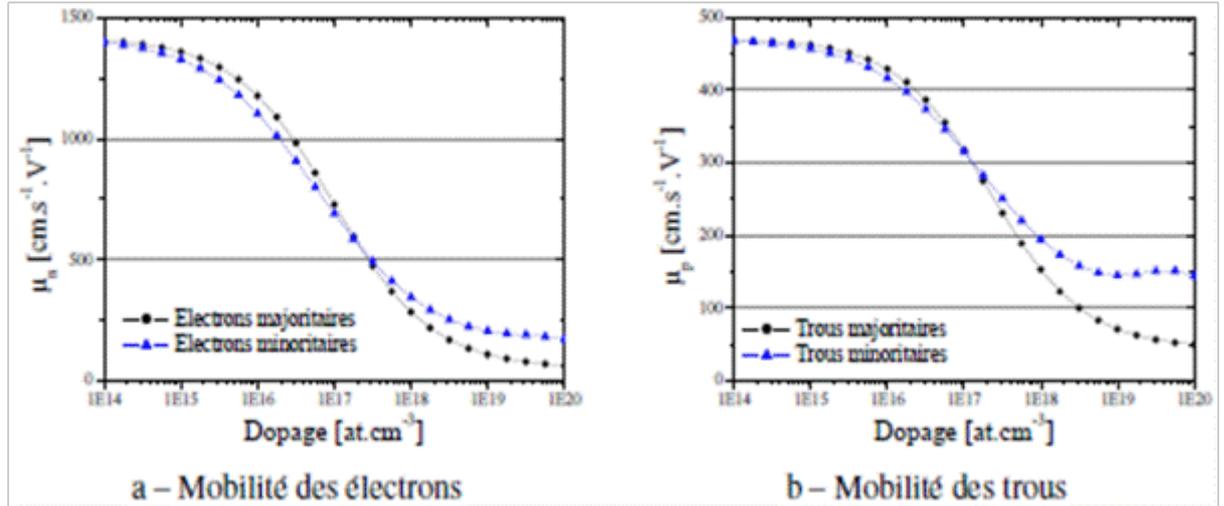
$$\mu_{\text{dop}} = \mu_{\text{min } 1} \exp\left(\frac{P_c}{N_i}\right) + \frac{\mu_{\text{const}} - \mu_{\text{min } 2}}{1 + \left(\frac{N_i}{C_r}\right)^\alpha} - \frac{\mu_1}{1 + \left(\frac{C_s}{N_i}\right)^\beta} \quad (\text{II.9})$$

Où  $N_i$  est la concentration totale des impuretés ionisées  $N_i = N_A + N_D$ ;  $\mu_{\text{const}}$  est la mobilité qui tient compte de l'interaction électrons-phonons;  $\mu_{\text{min } 1}$ ,  $\mu_{\text{min } 2}$  et  $\mu_1$  sont les mobilités de référence  $P_c$ ,  $C_r$  et  $C_s$  sont les niveaux de référence du dopage,  $\alpha$  et  $\beta$  sont des coefficients de l'exposant.

Ces paramètres sont accessibles dans le fichier de paramètres du module "DESSIS", ils varient selon le matériau. Dans le cas du matériau SiGe chacun de ces paramètres suit une variation linéaire en fonction du taux de Germanium selon la relation suivante :

$$P = x * P(\text{Germanium}) + (1-x) * P(\text{Silicon})$$

La figure II.4 illustre la variation de la mobilité des porteurs à faible champ électrique dans le Silicium à 300K en fonction du dopage. Il y apparaît une décroissance notable des mobilités en fonction de dopants, ceci s'explique par l'accroissement de la probabilité d'interaction porteurs-impuretés dans le cristal.



**Figure II.4:** Evolution de la mobilité des porteurs minoritaires et majoritaires dans le silicium en fonction du dopage dans le Silicium, pour une température de 300 K.

Sous fort champ électrique la vitesse de dérive des porteurs n'est plus proportionnelle au champ électrique, mais elle se sature à une vitesse finie  $V_{\text{sat}}$ . Ce phénomène peut provoquer une dégradation de la mobilité. Un modèle complémentaire est donc nécessaire pour rendre compte de la saturation de la vitesse des porteurs avec le champ électrique. Nous utilisons le modèle de Canali qui dérive de la formule de Caughey-Thomas [16]:

$$\mu(F) = \frac{\mu_{\text{low}}}{\left[1 + \left(\frac{\mu_{\text{low}} F}{V_{\text{sat}}}\right)^\beta\right]^{\frac{1}{\beta}}} \quad (\text{II.10})$$

Où  $\mu_{\text{low}}$  désigne la mobilité à faible champ, et  $F$  le champ électrique.

$\beta$  est le coefficient de l'exposant et  $V_{\text{sat}}$  la vitesse de saturation.

Dans le cas du matériau SiGe chacun de ces paramètres suit une variation linéaire en fonction du taux de Germanium choisi dans l'intervalle  $[0,1]$  selon la relation suivante :

$$P = x * P(\text{Germanium}) + (1-x) * P(\text{Silicium})$$

La figure II.5 représente l'évolution de la mobilité des électrons et des trous d'un TBH avec un taux de Germanium de 20%. On distingue une augmentation de la mobilité des porteurs en fonction du taux de Germanium dans la base SiGe. Cette augmentation est due essentiellement à la contrainte du matériau, ainsi qu'à la réduction de la masse effective des porteurs en fonction du taux de Germanium. Plus le taux de Germanium augmente, plus la masse effective de ceux-ci diminue, ce qui provoque une augmentation relative de la mobilité des trous et des électrons dans la base du composant.

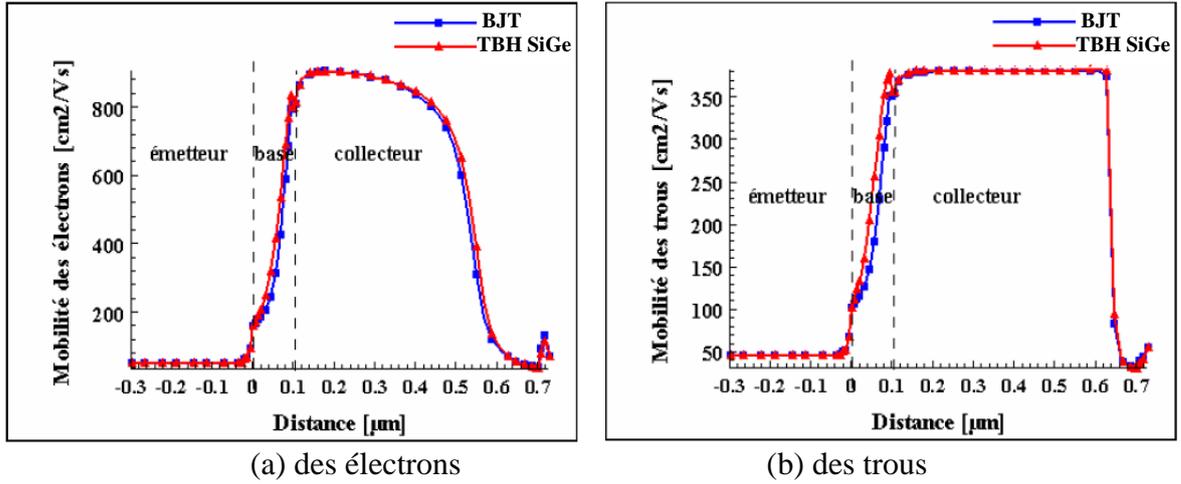


Figure II.5. Evolution de la mobilité pour un BJT et un TBH SiGe

### II.3.3.3. Modèle Recombinaison

Les phénomènes de génération-recombinaison représentent les divers mécanismes physiques qui perturbent les densités de porteurs. Plusieurs mécanismes illustrent la recombinaison des porteurs dans un semiconducteur:

- **Recombinaison Shockley-Read-Hall**

La recombinaison SRH est le principal mécanisme de recombinaison, elle introduit la notion de pièges situés au milieu de la bande interdite qui permet la transition bande de conduction-bande de valence [17]. Ce niveau d'énergie peut capturer à la fois des électrons et des trous et fournir une étape intermédiaire à la recombinaison favorisant ainsi le processus.

$$R_{\text{net}}^{\text{SHR}} = \frac{np - n_{i,\text{eff}}^2}{\tau_p(n + n_1) + \tau_n(p + p_1)} \quad (\text{II.11})$$

Avec

$$n_1 = n_{i,\text{eff}} e^{\frac{E_{\text{trap}}}{kT}} \quad (\text{II.12.a})$$

$$p_1 = n_{i,\text{eff}} e^{\frac{-E_{\text{trap}}}{kT}} \quad (\text{II.12.b})$$

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

$\tau_p$  et  $\tau_n$  sont respectivement la durée de vie pour les trous et les électrons.

La dépendance de la durée de vie avec le dopage est donnée par la relation de Schafetter [18].

$$\tau_{\text{dop}}(N_i) = \tau_{\text{min}} + \frac{\tau_{\text{max}} - \tau_{\text{min}}}{1 + \left(\frac{N_i}{N_{\text{ref}}}\right)^\gamma} \quad (\text{II.13})$$

Où  $\tau_{\max}$  et  $\tau_{\min}$  sont les valeurs maximale et minimale de la durée de vie,  $N_{\text{ref}}$  est le niveau de référence du dopage pour lequel  $\tau(N_{\text{ref}}) = (\tau_{\max} + \tau_{\min})/2$  et  $\gamma$  est un exposant.

La durée de vie des porteurs est en fonction du dopage, donc le taux de recombinaisons SRH dépendra également du niveau de dopage dans chaque zone [19]. Le modèle de durée de vie pris en compte par le module de simulation "DESSIS", n'accomplit pas de développement concernant les paramètres des durées de vie spécifiques au SiGe, alors ils sont considérés égaux à ceux du Silicium.

- **Recombinaison Auger**

La recombinaison Auger ou recombinaison bande à bande, est un phénomène qui se produit dans les zones de très forte concentration de dopage. Dans le cas d'un mécanisme Auger, l'énergie récupérée au moment de la transition entre la bande de valence et la bande de conduction est transférée à un électron ou un trou qui se trouve transmis sur un niveau supérieur de la bande de conduction ou inférieur de la bande de valence. Le taux de recombinaison Auger est donné par les expressions suivantes.

$$R^A = (C_n n + C_p p)(np - n_{i,\text{eff}}^2) \quad (\text{II.14})$$

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

#### II.3.3.4. La largeur de la bande interdite

La bande interdite des alliages SiGe contraint sur Si évolue suivant trois facteurs: la variation due à la température, la réduction due à la concentration de dopant (bandgap narrowing), et enfin la réduction due à la fraction de Ge et au contrainte de la couche SiGe.

- **Influence de la température**

La température à une influence directe sur la largeur de la bande, sous ISE cette dépendance est exprimée par la relation suivante:

$$E(T) = E_g(0) - \frac{\alpha_T T^2}{T + \beta_T} \quad (\text{II.15})$$

Où  $E_g(0)$  présente la valeur de la bande interdite  $E_g$  à  $T=0\text{K}$ .

$\alpha_T$  et  $\beta_T$  sont des constantes propres au matériau.

- **Influence du dopage (Réduction de la bande interdite "BGN")**

Dans les semi-conducteurs, les impuretés dopantes induisent des niveaux discrets donneurs ou accepteurs dans la bande interdite respectivement proches de la bande de

conduction et de la bande de valence. À forte concentration, ces niveaux d'énergie discrets s'élargissent et créent une extension des niveaux d'énergie permis. Ce phénomène peut se traduire par un rétrécissement de la bande interdite. Le dispositif étudié comporte des zones très dopées, il est nécessaire alors de prendre en compte cet effet. Dans DESSIS cet effet est implémenté par le modèle de OldSlotboom.

$$\Delta E_{\text{bgn}} = \left[ \ln \left( \frac{N_A}{N_{\text{ref}}} \right) + \sqrt{\left( \ln \left( \frac{N_A}{N_{\text{ref}}} \right) \right)^2 + 0.5} \right] \quad (\text{II.16})$$

Où  $\Delta E_g$  est la diminution de la bande interdite,  $E_{\text{bgn}}$  est un paramètre du matériau qui caractérise la variation du gap, et  $N_{\text{ref}}$ , est le niveau du dopage de référence.

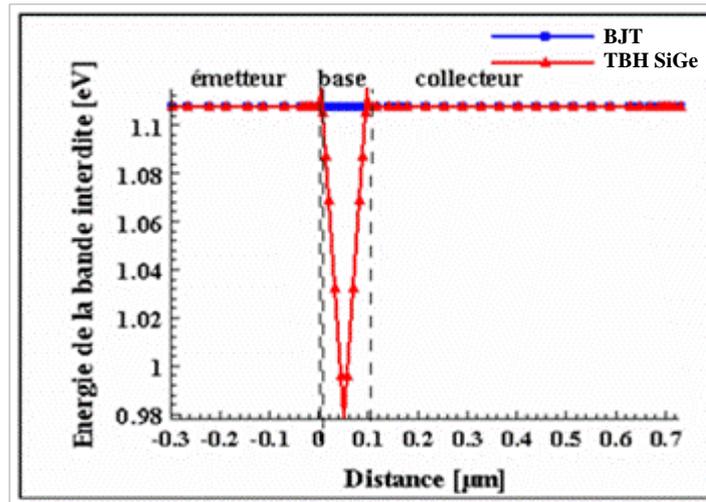
#### ▪ Influence de la fraction de Germanium

La teneur en Germanium ainsi que la compression biaxiale du réseau cristallin réduit la largeur de bande interdite des alliages SiGe par rapport au silicium pur [20]. Sous ISE-TCAD, cette dépendance est fournie sous la forme d'un jeu d'équations définies par intervalles en fonction du taux de Germanium choisi [9].

$(x \leq 0.245)$	$E_g = 1.08 + x * (0.945 - 1.08) / 0.245$
$(0.245 < x \leq 0.35)$	$E_g = 0.945 + (x - 0.245) * (0.87 - 0.945) / (0.35 - 0.245)$
$(0.35 < x \leq 0.5)$	$E_g = 0.87 + (x - 0.35) * (0.78 - 0.87) / (0.5 - 0.35)$
$(0.5 < x \leq 0.6)$	$E_g = 0.78 + (x - 0.5) * (0.72 - 0.78) / (0.6 - 0.5)$
$(0.6 < x \leq 0.675)$	$E_g = 0.72 + (x - 0.6) * (0.69 - 0.72) / (0.675 - 0.6)$
$(0.675 < x \leq 0.735)$	$E_g = 0.69 + (x - 0.675) * (0.67 - 0.69) / (0.735 - 0.675)$
$(0.675 < x \leq 0.735)$	$E_g = 0.67$

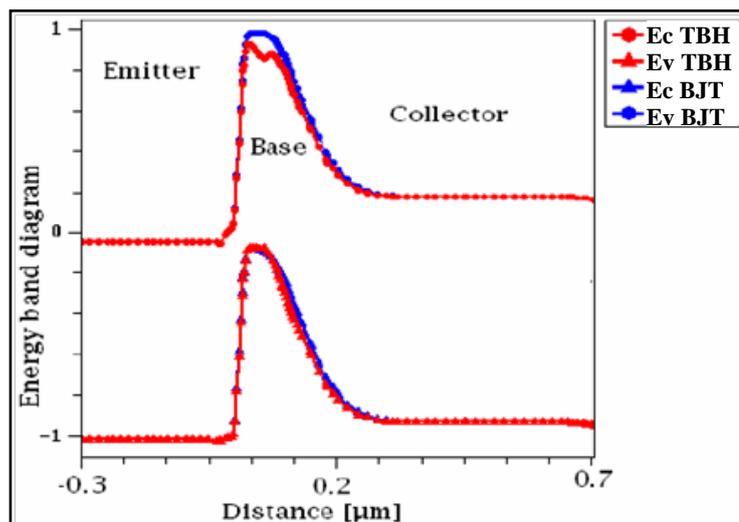
**Tableau II.1:** Variation de la bande interdite dans un alliage SiGe en fonction du pourcentage de Germanium [9].

La figure II.6 met en évidence le rétrécissement de la bande interdite dû à l'apport du SiGe dans la base du transistor bipolaire. On distingue bien une réduction de la bande interdite du TBH en fonction de la fraction de Germanium au niveau de la base par rapport à celle d'un BJT tout Silicium.



**Figure II.6:** Evolution de la bande interdite pour un BJT et un TBH SiGe avec un profil graduel de Germanium

La figure II.7 représente le diagramme de bande d'énergie pour un transistor bipolaire à homojonction (BJT) et un transistor bipolaire à hétérojonction TBH à base SiGe pour un taux de Germanium graduel avec un maximum de 20%. Nous pouvons observer que l'hétérojonction SiGe induit une diminution de la barrière de potentiel dans la base par un abaissement de la barrière de conduction. Cette diminution fortement liée au taux de Ge dans la base favorise le passage des électrons de l'émetteur vers le collecteur et permet d'accroître l'efficacité d'injection des électrons dans le collecteur [4]. La hauteur de la bande de valence, reste inchangée quel que soit le dispositif, l'injection des trous n'est donc pas modifiée.

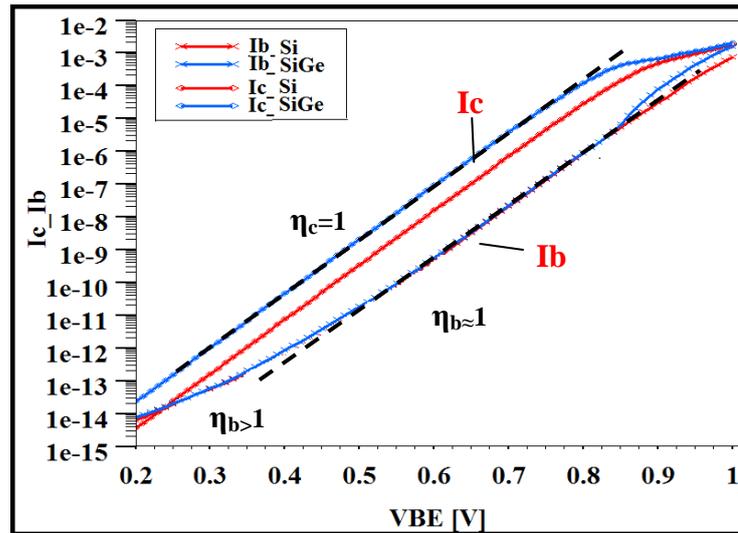


**Figure II.7:** Diagramme de bande d'énergie pour un BJT et un HBT SiGe à profil graduel de Germanium au travers de la base

### III. Caractéristiques électriques

#### III.1. Les Caractéristiques I(V)

La figure II.8 propose une comparaison des tracés de Gummel obtenus pour un TBH SiGe et pour un TBJ. L'ensemble des courbes de Gummel présentés lors de cette étude ont été obtenues en faisant varier la tension de la jonction émetteur-base dans un intervalle de 0 à 1 V, alors que la jonction base collecteur a été maintenue à une polarisation fixe de 2.5 V.



**Figure II.8:** Courant de collecteur et de base en fonction de la polarisation de la base ( $V_{be}$ ) pour un BJT et un TBH SiGe.

Ces courbes apportent de nombreuses informations sur le comportement du transistor, et permettent de juger l'idéalité des courants et du gain en courant.

##### III.1.1. Etude de l'idéalité des courants

Sur la figure II.8 nous pouvons distinguer des comportements idéaux et non idéaux des courants de collecteur et de base du transistor bipolaire à base SiGe étudié. On peut constater que le courant collecteur se comporte idéalement sur une large gamme de polarisation  $V_{BE}$ , il présente un comportement exponentiel pur sur l'ensemble de la caractéristique et son coefficient d'idéalité  $n_C$  est très proche de l'unité 1. Le courant de base par contre, ne présente ce comportement idéal que pour des polarisations supérieures à 0.5 V, où ce dernier présente une idéalité proche de l'unité 1.14. Pour des polarisations inférieures à 0.5 V le courant de base présente une idéalité proche de 2, avec un coefficient d'idéalité moyen de 1.68 déterminé par interpolation locale. Ceci donne des indications sur la présence d'éventuels processus de recombinaisons via des centres recombinants situés dans la zone de charge d'espace EB. Il s'agit ici d'un courant parasite lié à la qualité des matériaux. À forte injection on remarque,

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

### III.1.2. Intérêts du Germanium

Le principal avantage due à l'incorporation du Germanium dans la base est sa propriété d'abaisser la barrière d'énergie vue par les électrons. Cet effet du Germanium est avantageusement utilisé dans le transistor bipolaire à hétérojonction afin d'améliorer l'efficacité d'injection des électrons et d'assurer des courants collecteur plus forts [21]. Ceci peut être observé à travers les courbes Gummel obtenues. Pour une même polarisation  $V_{BE}$  le courant de base est identique pour les deux structures alors que le courant de collecteur est plus important dans le cas d'une hétérojonction par rapport à celui de l'homojonction.

Le gain en courant du transistor (figure II.9) dépend fortement de la tension de polarisation de la jonction émetteur-base. Pour une certaine gamme de polarisation  $V_{BE}$ , ici comprise entre  $\sim 0.5$  et  $\sim 0.7V$ , où les courants de base et de collecteur suivent leur comportement idéal, le gain du transistor atteint un plateau. Dans cet intervalle de polarisation, le gain en courant atteint une valeur maximale de l'ordre de 190 pour le TBH SiGe. Cette valeurs témoigne de l'incorporation efficace du Germanium dans la base, qui a permis d'obtenir un gain en courant bien supérieur à celui du transistor tout Silicium. En outre, on peut observer une variation du gain en courant en fonction du taux de Germanium (figure II.10). Le gain en courant augmente en fonction du taux de Germanium dans l'alliage.

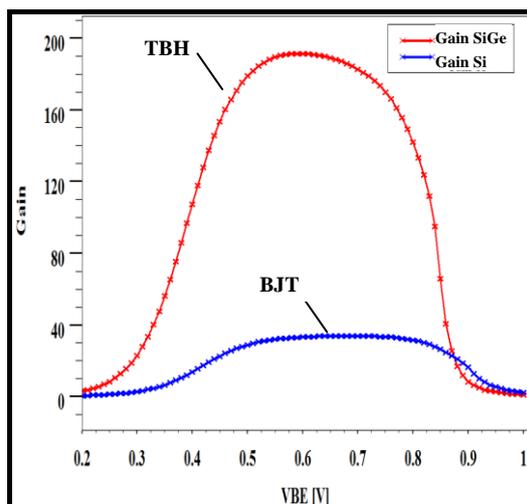


Figure II.9: Gain en courant en pour un BJT et TBH SiGe

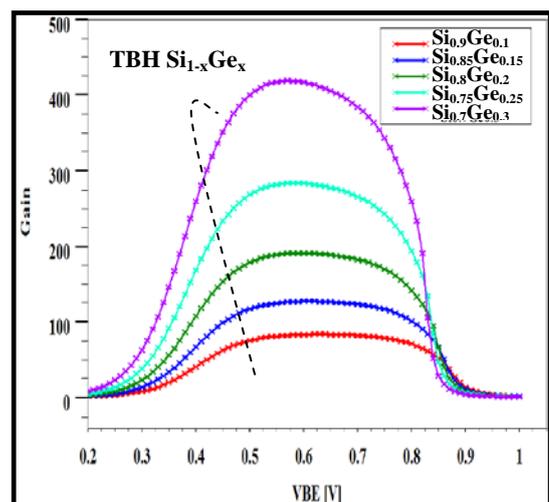
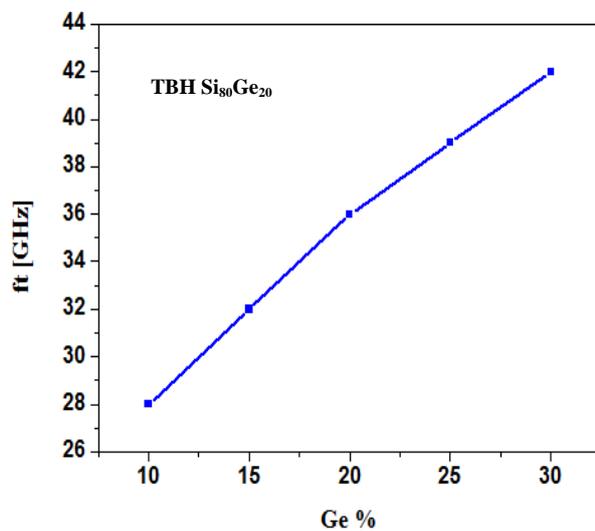


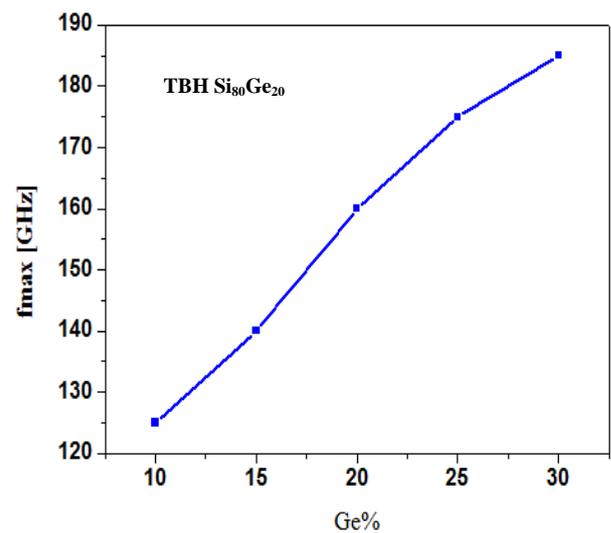
Figure II.10: Gain en courant en fonction du pourcentage de Germanium

### III.2. Caractéristiques dynamiques

La figure II.11 présente la fréquence de coupure et d'oscillation pour un transistor bipolaire à hétérojonction et un BJT Si. Le transistor bipolaire à hétérojonction SiGe présente de meilleures performances fréquentielles. Dans ce cadre, on observe une augmentation relative de la fréquence de coupure et d'oscillation en fonction du taux de Germanium. Les raisons de cette amélioration sont dues à la diminution des temps de transit par l'augmentation du transport balistique des porteurs dans la base. Le profil graduel du Ge crée un pseudo champ électrique accélérateur au niveau de la base, qui a pour conséquence une accélération des électrons injectés dans la base, qui voient alors leur temps de transit réduit.



**Figure II.11:** Fréquence de coupure en fonction du pourcentage de Ge



**Figure II.12:** Fréquence d'oscillation maximale en fonction du pourcentage de Ge

## IV. Défauts électriquement actifs présents dans le TBH

### IV.1. Introduction sur les défauts

L'élaboration d'un composant semi-conducteur n'est jamais parfaite. Il comporte constamment des imperfections dues à la composition de la structure cristalline appelées «défaut» [22]. Suite aux processus de fabrication, de croissance ou de traitements ultérieurs, qui jouent un rôle fondamental envers les propriétés des composants, la présence de ces imperfections est en pratique inévitable. Donc, pour mener à bien l'étude des composants semi-conducteurs, on doit anticiper et tenir compte des effets dus aux défauts électriquement actifs. Dans ce cas-là, il est nécessaire de connaître le fonctionnement du composant en présence de ces défauts. Le but ultime est d'améliorer la qualité des dispositifs par le biais

d'une meilleure connaissance de l'origine physique des défauts et leur influence sur les performances électriques de ceux-ci.

## IV.2. Classification des défauts

L'origine de ces défauts dans un composant peut être due à une imperfection de la structure (défauts intrinsèques) ou à des impuretés introduites dans le réseau (défauts extrinsèques). Comme ils peuvent être introduits dans la structure pendant les processus de réalisation du composant tel que la gravure des couches ou l'implantation pour le dopage [23]. Les défauts peuvent être classés selon deux critères: leurs arrangements spatiaux et leurs niveaux d'énergie. Selon leurs arrangements spatiaux les défauts de structure se répartissent selon 4 types:

### IV.2.1. Arrangements spatiaux des défauts

Les défauts possèdent une énergie propre qui gouverne leur apparition et leur agencement dans le cristal. Ils sont généralement classés selon le nombre de dimensions de l'espace qu'ils occupent. Le tableau II.2 présente l'arrangement spatiaux des défauts.

Défaut cristallin en science des matériaux	
Dimension 0	Défaut ponctuel • Atome interstitiel • atome étranger
Dimension 1	Dislocation
Dimension 2	Joint de grain • Joint de macle • Défaut d'empilement • Surface libre • Modèle TLK
Dimension 3	Précipité • Pore • Durcissement structural

**Tableau II.2:** Arrangement spatiaux des défauts dans cristallin [24].

**Défauts ponctuels** (dimension 0): On appelle défaut ponctuel toute perturbation du réseau à l'échelle atomique. La présence des défauts ponctuels entraîne une distorsion locale du réseau cristallin et engendre un champ de contrainte dans un volume du cristal supérieur à celui du défaut lui-même. Il existe trois types de défauts ponctuels: les lacunes, les interstitiels et les atomes étranger (en substitution). Ces défauts sont susceptibles de s'associer pour former des défauts ponctuels plus complexes.

**Défauts linéaires** (dimension 1): Les défauts linéaires ou dislocations sont des défauts qui apparaissent lors de la croissance du matériau hors des conditions d'équilibre. Ils représentent des imperfections dans l'empilement des plans réticulaires du cristal, correspondant à des discontinuités dans l'organisation de la structure cristalline.

**Défauts surfaciques** (dimension 2): Les défauts surfaciques sont des perturbations du voisinage des atomes de surface qui ont perdu certains de leurs voisins (par exemple les surfaces libres) et les interfaces entre grains ou entre phases différentes.

**Les défauts volumiques** (dimension 3): Les défauts dits «volumiques» sont essentiellement : des cavités, des pores, des précipités, des macles, des phases non désirées...

#### **IV.2.1. Les niveaux d'énergie associés aux défauts**

L'état semi-conducteur est caractérisé par l'existence d'une bande interdite, c'est à dire un domaine d'énergie. Mais il faut bien réaliser que cette structure de bande interdite parfaite est intimement liée à la périodicité du réseau cristallin. De sorte que toute rupture locale de cette périodicité peut induire un état électronique possible à l'intérieur de la bande interdite [25]. Au-delà de la classification donnée ci-dessus, il est commun d'associer les défauts selon leurs niveaux de localisation dans la bande interdite. Ces états sont plus ou moins profonds selon leur nature, on distingue deux catégories de défauts.

##### **IV.2.1.1. Les niveaux superficiels**

Les pièges peu profonds sont caractérisés par leurs niveaux énergétiques superficiels proches de la bande de valence ou de conduction (autour de 0,1 eV), dans lesquels les porteurs ne sont que momentanément localisés. L'exemple classique de défauts peu profonds est celui des impuretés dopantes ayant des états donneurs ou accepteurs près des bandes car faiblement liées aux électrons ou aux trous environnants

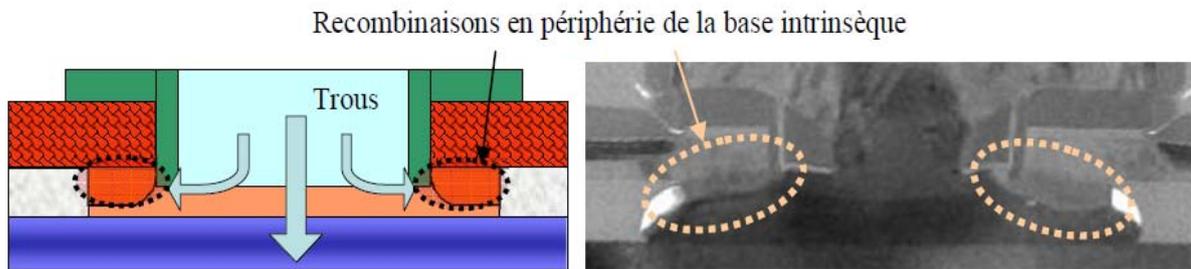
##### **IV.2.1.2. Les niveaux profonds**

Les centres à niveaux profonds présentent des niveaux énergétiques proches du milieu du gap. On parle de niveau profond lorsque le niveau de piège se situe à plus de 0.1 eV de la bande de conduction et de la bande de valence ( $>0,1$  eV). Les pièges profonds dans lesquels les électrons sont durablement localisés ont une incidence directe sur les propriétés électriques du semi-conducteur et des dispositifs associés puisqu'ils se comportent comme des centres de recombinaison ou encore comme des centres de génération des porteurs.

### **IV.3. Origine des défauts dans le transistor bipolaire à hétérojonction SiGe**

La structure étudiée est un transistor à hétérojonction à base SiGe avec un émetteur en polysilicium fabriqué à partir d'une technologie simple quasi-auto alignée. La base extrinsèque du transistor est définie par une implantation à travers la fenêtre d'émetteur. Au cours de cette étape des défauts électriquement actifs seraient créés à la périphérie de la base

intrinsèque. En effet, cette étape, provoque un désordre cristallin qui peut être la cause d'une diffusion anormale du dopant de base, le bore renforçant les risques d'élargissement de la base [26].



**Figure II.13:** Schéma et coupe TEM illustrant les zones de la base intrinsèque propices aux phénomènes de recombinaison

#### IV.3.1.L'implantation ionique

En 1954, Schockley [27] présente une nouvelle méthode d'introduire des atomes dopants dans un substrat, changeant les propriétés physiques de ce dernier: c'est l'implantation ionique. Aujourd'hui, les progrès réalisés par l'implantation ionique ont fait d'elle la meilleure méthode pour introduire les impuretés dans les semi-conducteurs. En effet, elle est rapide et homogène, elle s'applique à tout type de substrat dont les couches fines, en plus elle permet un contrôle très précis de la quantité et de la distribution en profondeur des ions implantés. Toutefois, l'inconvénient majeur de l'étape d'implantation est la génération des défauts qui assistent la diffusion des dopants et qui présente une réelle limitation technologique à la réduction des dimensions des dispositifs.

#### IV.3.2. Les effets des défauts d'implantation de la base sur la diffusion du bore la TED

L'étape d'implantation ionique de la base extrinsèque n'est pas sans dommage pour le réseau cristallin mais surtout pour le contrôle de la formation de jonctions fines. Les défauts provoqués par l'implantation peuvent introduire des phénomènes physiques hors équilibre rendant le contrôle de la profondeur de jonction très difficile à réaliser [28].

Ces défauts sont à l'origine d'une très forte accélération de la diffusion qui se manifeste aux premiers instants du recuit. Ce comportement anormal est appelé diffusion accélérée et transitoire (TED pour Transient Enhanced Diffusion) [29]. Le profil de base va donc s'élargir, limitant ainsi la réduction des dimensions des dispositifs. La TED peut être jusqu'à  $10^7$  fois plus rapide que la diffusion à l'équilibre, elle touche toute espèce diffusant par un mécanisme faisant intervenir les défauts ponctuels, mais elle est surtout visible pour le bore [30], [31].

Le bore est l'impureté usuellement utilisée pour le dopage de type p quelle que soit la technique et en particulier l'implantation ionique. De plus, de toutes les impuretés de la colonne III du tableau de Mendeleïev, le bore possède la limite de solubilité la plus élevée et l'énergie d'activation la plus faible. Toutefois, une masse faible ( $M=11\text{g mol}^{-1}$ ) et une diffusion accélérée lors du recuit d'activation post implantation constituent des inconvénients à surmonter pour la fabrication de jonctions ultra fines [32].

Le mécanisme de diffusion du bore obéit aux lois de diffusion de type interstitiel substitutionnel. Un atome de bore en site substitutionnel peut devenir interstitiel par libération d'un auto-interstitiel. Lorsque l'atome de bore se retrouve en site interstitiel il peut diffuser.



Où  $B_s$  est un atome de bore substitutionnel,  $I$  un atome de silicium auto-interstitiel et  $B_i$  un atome de bore interstitiel.

#### IV.3.3. Effet bloquant du carbone sur la diffusion du bore

Pour contenir la diffusion du bore dans la couche SiGe, il faut bloquer la diffusion des atomes de bore hors du profil de Germanium. Une méthode récente est utilisée dans les dernières générations des transistors bipolaires à hétérojonctions SiGe. Cette méthode consiste à introduire une faible quantité de Carbone (<1%) dans la base SiGe, qui permet de réduire considérablement la constante de diffusion du bore dans la couche SiGe [33]. La présence du Carbone placé en site substitutionnel permet de limiter la diffusion des atomes dopants qui diffusent par mécanismes interstitiels. En effet, les atomes de Carbone devenus substitutionnels après leur incorporation par épitaxie, se transforment en interstitiels par réaction avec des atomes de silicium auto-interstitiels.



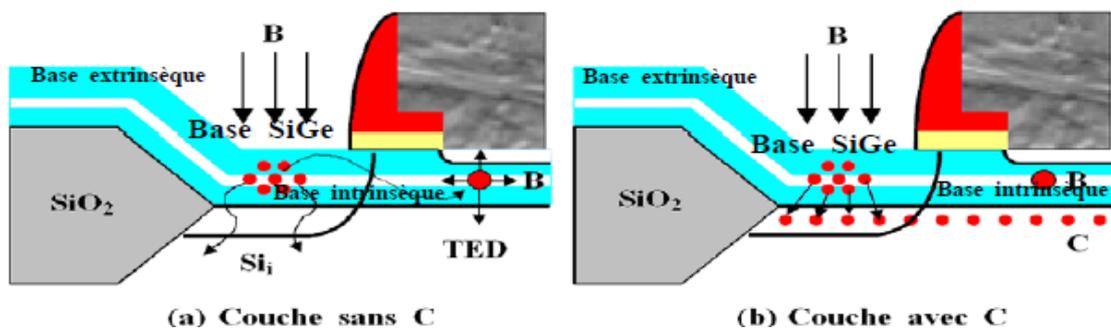
Le coefficient de diffusion ( $D$ ) du carbone et du bore s'écrit sous l'expression suivante (loi d'Arrhenius) :

$$D = D_0 \exp\left(-\frac{E_a}{KT}\right) \quad (\text{II.17})$$

L'énergie d'activation,  $E_a$  des deux espèces d'atomes est de l'ordre de 3eV alors que le facteur de diffusion pré-exponentiel  $D_0$ , est 10 fois plus élevé pour le Carbone que pour le Bore [34]. Le coefficient de diffusion du Carbone dans le Silicium étant supérieur à celui du Bore, les atomes de Carbone vont capturer plus facilement les atomes de Silicium auto-

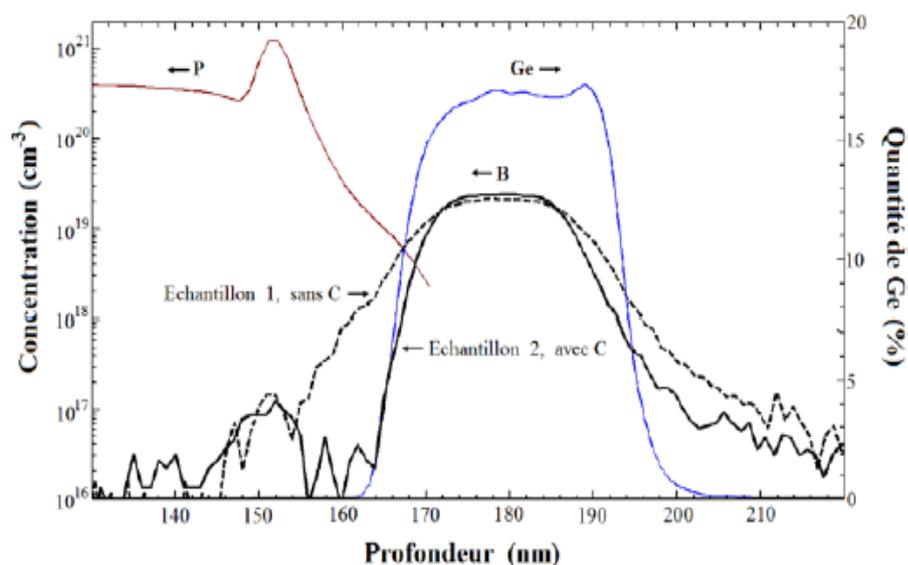
interstitiels, ceci tend à diminuer la diffusion des espèces qui diffusent par mécanismes interstitiels [35].

La figure II.14 illustre le mécanisme TED dans la structure d'un transistor SiGe. Des atomes Silicium interstitiels créés dans les environs de la région d'émetteur pendant l'implantation extrinsèque de la base diffusent latéralement sous l'émetteur où ils peuvent être piégés par les atomes substitutionnels de bore. L'incorporation de Carbone (figure II.14.b) dans les dispositifs réduit fortement la diffusion du bore et minimise les effets de diffusion transitoire après implantation ionique (TED) par mécanisme interstitiel permettant ainsi de réaliser des profils de dopage de base à la fois très élevés et très fins [37].



**Figure II.14:** Schématisation de la section transversale du TBH, montrant la couche introduite de carbone par implantation dans la base Si/SiGe pour supprimer la TED [36].

La figure II.15 illustre les résultats de Spectrométrie de Masse Ionique Secondaire (SIMS) de deux TBH fabriqués avec et sans carbone (après un recuit thermique à 925°C de 10 s) [38].



**Figure II.15:** Profil de Bore dans deux TBH avec et sans carbone après un recuit thermique [37]

#### IV.3.4. Difficultés d'élaboration des alliages carbonés

Historiquement, le Carbone a été introduit dans les bases SiGe des TBH pour compenser la contrainte générée par le Germanium. La présence du Carbone dans les alliages SiGeC permet une importante compensation du paramètre de maille des alliages SiGe [39], favorisant la stabilité mécanique de cette couche contrainte. Par ailleurs, le Carbone a également la propriété de bloquer la diffusion du bore dans la base SiGe [40], et ainsi de permettre des bases plus fines grâce à un meilleur confinement des atomes dopants.

En revanche, l'incorporation du carbone dans la base SiGe constitue une difficulté technologique. En effet, dans le réseau SiGe, l'atome de Carbone peut se placer en site substitutionnel ou en site interstitiel. En effet, pour une concentration inférieure à 1%, l'incorporation du Carbone dans le Si et le SiGe se fait uniquement en site substitutionnel du réseau cristallin [41], dans ce cas le Carbone est une impureté électriquement inactive. Toutefois, toute augmentation de la dose de carbone (supérieure à 2%), peut induire des atomes de carbone en sites interstitiels dès leur introduction. En site interstitiel, le Carbone peut créer des complexes avec les atomes du réseau, résultant en l'apparition de centres recombinant [42].

#### IV.4. Nécessité de la caractérisation des défauts électriquement actifs

Dans toutes les applications technologiques à base des matériaux semi-conducteurs, les défauts contrôlent largement les propriétés de transport des porteurs au sein des matériaux semi-conducteurs, ils contribuent à la diffusion des porteurs et à leur recombinaison. La présence des défauts réduit la mobilité des porteurs majoritaires et la durée de vie des porteurs minoritaires. Il en résulte une limitation des performances des dispositifs ce qui engendre un désaccord avec les prévisions théoriques, donc une caractérisation du composant en présence des défauts s'avère indispensable.

Plusieurs méthode de caractérisation de défauts existes aujourd'hui, parmi ces méthodes citons les méthodes capacitives utilisant la zone de charge d'espace. Leur principe repose sur l'analyse de la variation de la capacité résultant du changement de la concentration des niveaux profonds ionisés dans la zone déplétée. La méthode capacitive la plus utilisée est la spectroscopie transitoire de capacité DLTS (Deep Level Trensient Spectroscopy) [43]. Le principe de la technique DLTS repose sur l'analyse des transitoires de la capacité induits par l'émission ou la capture de porteurs sur des pièges localisés dans la zone de charge d'espace des jonctions Base\Emetteur ou Base\Collecteur du transistor. Cela est réalisé par des cycles

de remplissage et de vidage répétitif des pièges, à l'aide des tensions de polarisation positives ou négatives appliquées à l'échantillon. Cette méthode de caractérisation fournit une «carte d'identité» complète du défaut et un bilan précis de ses propriétés physiques. Elle offre la possibilité de remonter aux caractéristiques des défauts considérés tel que la localisation du défaut, sa densité effective  $N_T$ , sa section efficace de capture  $\sigma$ , son type ainsi que sa distribution en énergie dans le gap du semi-conducteur  $E_T$ .

#### IV.4.1. Signature des défauts d'implantation étudiés

Des analyses DLTS ont été réalisées à l'Institut de Nanotechnologie de Lyon de l'INSA de Lyon [44], [45] sur les composants que nous étudions. Ces mesures ont été effectuées sur les jonctions émetteur/base de transistors bipolaires à base SiGe de différentes dimensions, le tableau suivant résume les caractéristiques de surface et de périmètre de la fenêtre d'émetteur des transistors bipolaires étudiés.

Transistor	T1	T2	T3	T4
Surface de l'émetteur ( $\mu\text{m}^2$ )	4.8 x44	4.8 x10.4	4.8 x4.8	44 x44
	S=211.2	S=49.92	S=23.03	S=1936
Périmètre de l'émetteur ( $\mu\text{m}$ )	97.6	30.4	19.2	176

**Tableau II.3:** Géométrie de la fenêtre d'émetteur des transistors étudiés [44]

##### IV.4.1.1. Section de capture et énergie d'activation

Les mesures DLTS effectuées sur les jonctions émetteur/base des transistors bipolaires à base SiGe étudiées, ont révélé l'existence de deux défauts principaux ayant des énergies d'activation différentes. Le tableau II.4 résume les différentes valeurs de Section de capture et d'énergie d'activation des deux défauts extraites de cette analyse.

Transistor	Défaut 1		Défaut 2	
	$E_T$ (eV)	$\sigma$ ( $\text{cm}^2$ )	$E_T$ (eV)	$\sigma$ ( $\text{cm}^2$ )
T1	0.12	$9 \times 10^{-21}$	0.26	$2 \times 10^{-18}$
T2	0.1	$3 \times 10^{-21}$	0.27	$2 \times 10^{-18}$
T3	0.13	$5 \times 10^{-21}$	0.22	$5 \times 10^{-18}$
T4	0.12	$8 \times 10^{-21}$	0.26	$6 \times 10^{-18}$

**Tableau II.4:** Énergies d'activation et Sections efficaces de capture des échantillons mesurés par DLTS [44]

L'analyse DLTS indique que ces états sont des pièges accepteurs, qui sont neutres lorsqu'ils sont vides et qui se chargent négativement en capturant un électron. Donc on est en présence de pièges à trous avec des sections efficaces de capture des trous  $\sigma_p$  de l'ordre de  $10^{-21}$  et  $10^{-18} \text{cm}^{-3}$  [46].

#### IV.4.1.2. Densité effective des défauts

La concentration des deux défauts est déterminée à partir de l'amplitude du transitoire de capacité résultant de l'émission de charges par des centres profonds, elle s'exprime par [47]:

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{1}{2} \frac{N_T}{N_D} \quad (\text{II.26})$$

La concentration  $N_D$  représente le dopage dans la zone de charge d'espace où se trouvent les défauts responsables du signal DLTS. La concentration de l'impureté peut être établie avec une détection limite inférieure à  $10^{11} \text{at/cm}^3$ . Les valeurs de la concentration moyennes  $N_T$  trouvées pour les deux défauts sont présentées sur le tableau suivant:

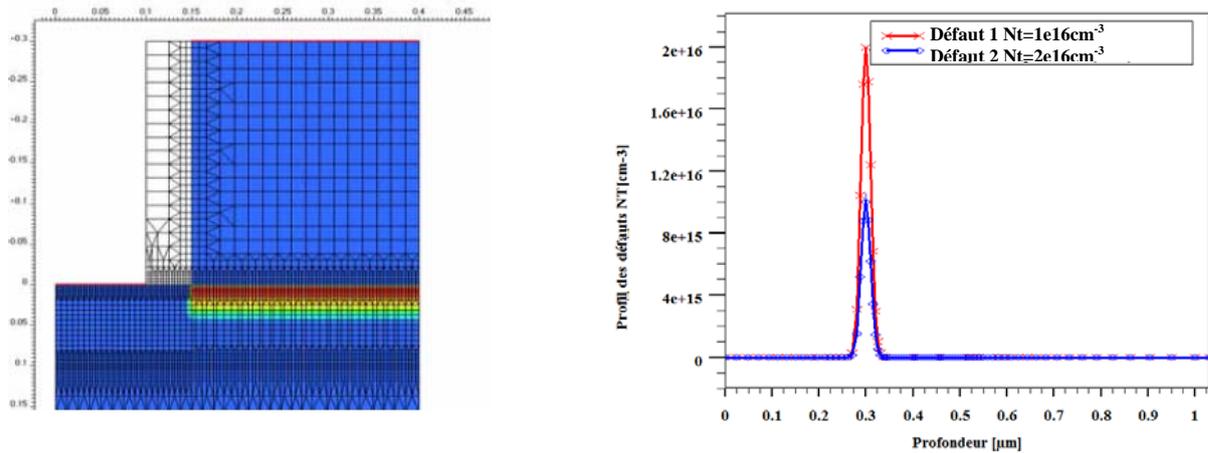
Défaut	Défaut 1	Défaut 2
	$N_T(\text{cm}^{-3})$	$N_T(\text{cm}^{-3})$
	$1 \times 10^{16}$	$2 \times 10^{16}$

Tableau II.5: densité des défauts des échantillons mesurés par DLTS

#### IV.4.1.3. Localisation des défauts d'implantation de la base extrinsèque

Le bilan des propriétés physiques des défauts relevés par l'analyse DLTS indique que ces défauts sont des états accepteurs peu profonds (énergie dans la partie supérieure du gap), avec une énergie d'activation  $E_T = 0.12 \pm 0.02 \text{eV}$  pour le premier défaut et  $E_T = 0.25 \pm 0.04 \text{eV}$  pour le deuxième défaut. Les sections de capture pour les trous des deux défauts sont très faibles, de l'ordre de  $5 \times 10^{-21} \text{cm}^2$  pour le premier défaut et  $10^{-18} \text{cm}^2$  pour le deuxième défaut.

La localisation spatiale des défauts d'implantation est répartie sur toute la surface de la jonction Emetteur/Base [48],[49] (Figure II.16).



**Figure II.16:** Localisation spatiale et profil des défauts d'implantation de la base extrinsèque

#### IV.4.2. Techniques d'étude des défauts dans les composants

Différentes techniques, comme la mesure du courant de fuite, la mesure des paramètres  $S$  ou du bruit basse fréquence (BF), sont employées comme outils d'étude de la qualité des composants [50]. L'utilisation de ces méthodes permet de caractériser les transistors voire les circuits et de détecter des dégradations difficilement estimable par les mesures classiques.

- 1) La mesure du courant de fuite  $I_b$  à faibles polarisation des composants est la méthode d'étude la plus utilisée pour déceler la présence de défauts dans les composants semi-conducteurs. D'autre part, l'étude du comportement temporel de ces courants permet de détecter la présence de défauts et/ou leurs évolutions (régime transitoire).
- 2) Le bruit en basse fréquence (Low Frequency Noise ou LFN) décrit l'ensemble de toutes les perturbations indésirables dans le système électrique, qui se superposent au signal utile. Grâce à la mesure fréquentielle de cette perturbation, qui se manifeste sous forme de fluctuations aléatoires et spontanées de la tension et du courant provoquées par différents processus physiques, on peut extraire énormément d'informations dans le domaine de la basse fréquence (inférieur à 1 MHz). En identifiant les diverses sources de bruit, il est possible d'avoir des informations sur les défauts physiques des composants. Ces informations peuvent être utilisées pour la détection des défauts avec une haute sensibilité.

#### IV.5. Modélisation des défauts d'implantation de la base extrinsèque

En vue d'étudier les effets des défauts technologiques d'implantations détectées par l'analyse DLTS sur les caractéristiques électriques, nous avons optimisé les performances des transistors bipolaires à hétérojonction SiGe en présence de ces défauts. L'influence des défauts d'implantation est évaluée par l'analyse des caractéristiques électriques des composants considérés en introduisant au préalable dans la structure simulée au niveau de

l'interface de la jonction Base/Emetteur des défauts ayant les mêmes caractéristiques que ceux créés par implantation de la base.

De l'introduction de ces défauts résulte une charge supplémentaire  $N_T$ , représentant la densité de ces défauts, ajoutant un terme à l'équation de Poisson [51].

$$\rho = q(p - n + \text{dop} + N_T) \quad (\text{II.27})$$

L'estimation des mécanismes de recombinaison est évaluée par la statistique SRH pour rendre compte de la génération-recombinaison électrons-trous dans le volume du semi-conducteur. Le taux de génération recombinaison est affecté à son tour par l'introduction des défauts d'implantation. Le taux de recombinaison  $R_{\text{SRH}}$  est alors modifié selon:

$$R_{\text{SRH}} = \frac{np - n_i^2}{\tau_{p_{\text{def}}} \left( n + n_i \gamma \exp\left(\frac{E_T - E_F}{KT}\right) \right) + \tau_{n_{\text{def}}} \left( p + n_i \gamma \exp\left(\frac{E_F - E_T}{KT}\right) \right)} \quad (\text{II.28})$$

Les durées de vies  $\tau_n$  et  $\tau_p$  sont reliées aux sections efficaces de capture  $\sigma_n$  et  $\sigma_p$  par:

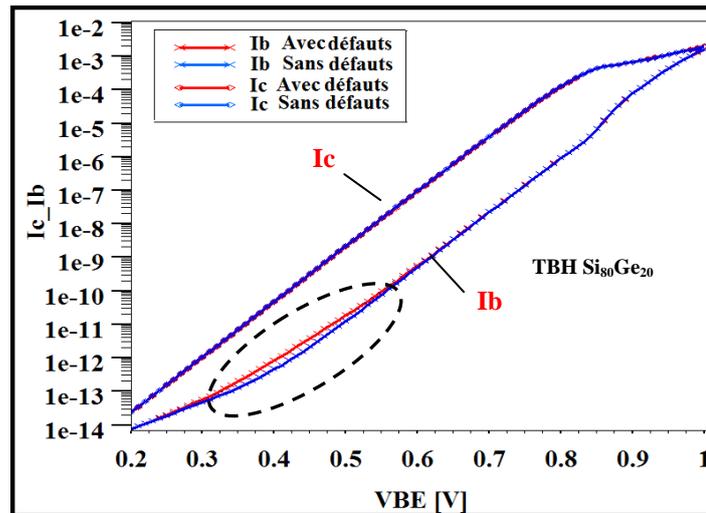
$$\tau_n = \frac{1}{\sigma_n v_n N_t} \quad (\text{II.29.a})$$

$$\tau_p = \frac{1}{\sigma_p v_p N_t} \quad (\text{II.29.b})$$

#### IV.5.1. Influence des défauts d'implantation sur les caractéristiques du TBH

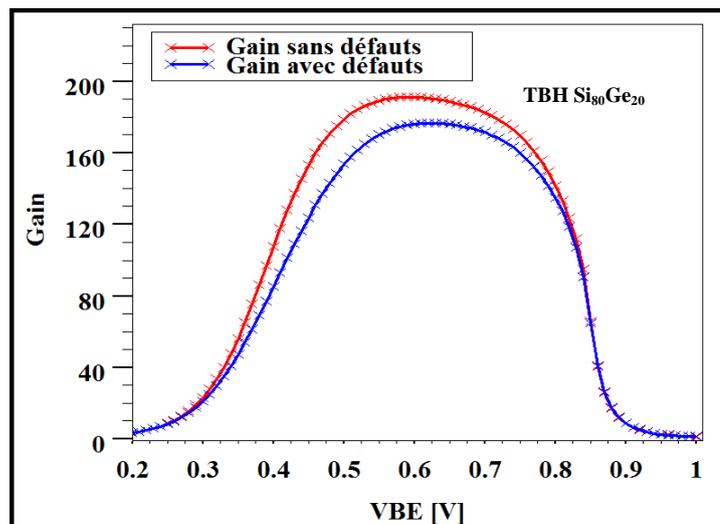
La figure II.17 représente les courbes de Gummel pour deux transistors bipolaire à hétérojonction à base SiGe, l'un sans défauts et l'autre avec des défauts d'implantation placés au niveau de l'interface Base/Emetteur. Nous constatons que le courant de base est sensible aux défauts d'implantation, notamment aux faibles polarisations, le courant collecteur par contre, ne présente aucune variation en présence de ceux-ci.

Les régions de faibles polarisations, qui correspondent aux régions où les phénomènes de recombinaisons et les courants de fuite prennent naissance font apparaître une légère augmentation du courant de base en présence des défauts d'implantation. Dans cette gamme de faible polarisation ( $V_{\text{EB}}$  comprise entre 0.2 et 0.55 V) le courant de base donne des indications sur la présence d'éventuelles recombinaisons dans la zone de charge d'espace E/B, où une composante de courant de génération recombinaison  $I_{\text{GR}}$ , va s'ajouter au courant de base. Ceci est la conséquence de la présence des défauts responsables de la recombinaison dans la zone de charge d'espace de la jonction base/ émetteur. De plus on constate dans cette région de faible polarisation que l'introduction des défauts d'implantation provoque une dégradation de l'idéalité du courant de base  $I_B$ , où un facteur d'idéalité de 1.89 est observé.



**Figure II.17:** Courant de base et de collecteur en fonction de  $V_{BE}$  pour un TBH SiGe avec et sans défauts.

L'augmentation de la composante de génération recombinaison du courant de base dû aux défauts d'implantation dans la zone de charge d'espace E/B, induit une diminution du gain en courant [52]. Ce dernier chute d'une valeur de 190 à 165 (figures II.18).



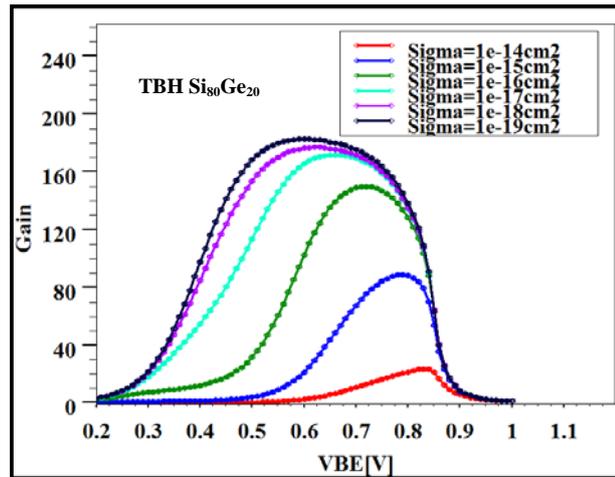
**Figure II. 18:** Gain en courant pour un TBH avec et sans défauts d'implantation

## IV.5.2.Effet de différentes caractéristiques des défauts

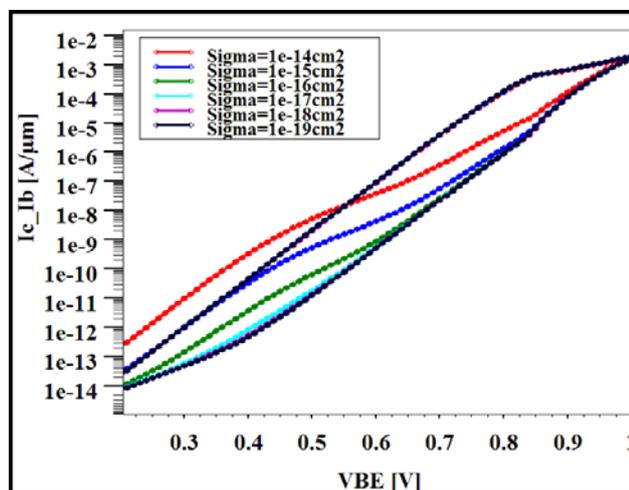
### IV.5.2.1. Effet de section de capture

La figure II.19 présente l'évolution du Gain en courant en présence des défauts d'implantation présentant différentes sections de capture. A cet effet, nous avons effectué une simulation en reprenant les caractéristiques des défauts d'implantation citées auparavant mais en faisant varier la valeur de la section de capture. On peut constater que le gain en courant

n'est pas sensible à des sections de captures faibles. L'influence de la section de capture sur le gain en courant n'est observée que pour des sections de capture égales ou supérieures à  $10^{-18}$   $\text{cm}^2$ . Dans ce cadre, on observe une diminution du gain en courant avec l'augmentation de la section efficace de capture. Cette réduction du gain est due à l'augmentation du courant de fuite de base. En effet, plus la section efficace de capture augmente plus le centre intervient facilement dans le processus de génération–recombinaison augmentant le courant de fuite de base et diminuant ainsi le gain en courant du composant.



**Figure II.19:** Variation du Gain en courant en fonction de la section efficace de capture pour un TBH SiGe avec des défauts d'implantation

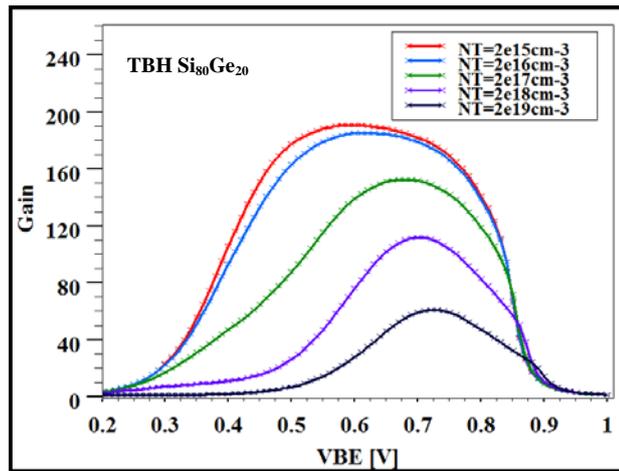


**Figure II.20:** Variation du courant de base et de collecteur pour un TBH SiGe en fonction de la section de capture

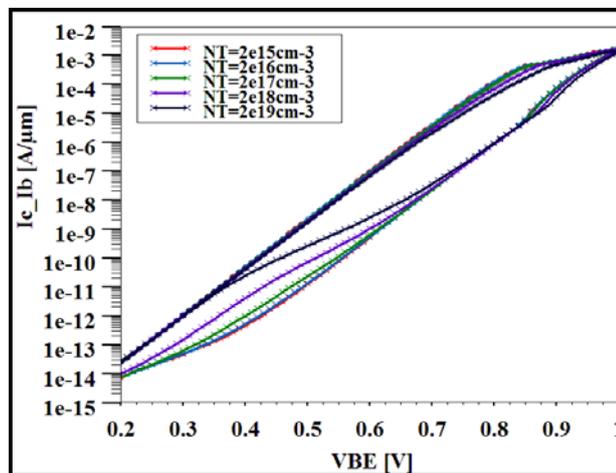
#### IV.5.2.2. Effet de la concentration des défauts

La figure II.21 présente l'influence de la concentration des défauts électriquement actifs, sur les caractéristiques électriques du TBH à base SiGe. Pour de faibles concentrations, les

défauts d'implantation n'ont aucune influence notable sur les caractéristiques électriques du TBH à base SiGe. Le gain en courant n'est affecté par la présence de ces défauts qu'à partir des concentrations supérieures ou égales à  $N_T=10^{16}\text{cm}^{-3}$ . Dans ce cadre, on constate qu'en augmentant la densité effective des défauts  $N_T$  le gain en courant diminue progressivement. D'après l'examen du tracé de Gummel nous pouvons distinguer une augmentation du courant de base résultant de l'accroissement de la recombinaison dans la région de déplétion de la jonction base-émetteur en fonction de la concentration des défauts.



**Figure II.21:** Variation du gain en courant pour un TBH SiGe en fonction de la concentration effective des défauts

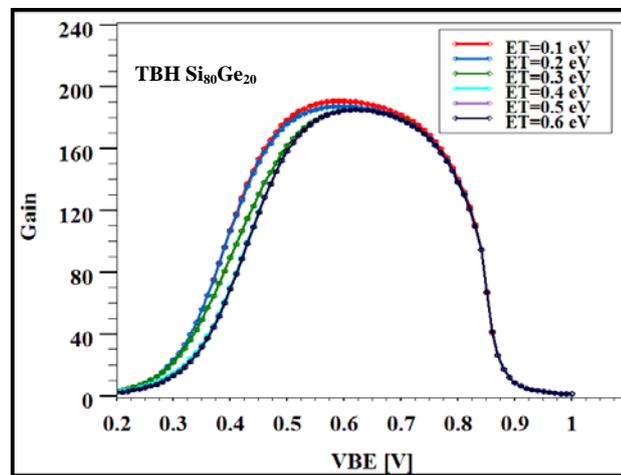


**Figure II.22:** Variation du courant de base et du collecteur pour un TBH SiGe en fonction de la concentration effective des défauts

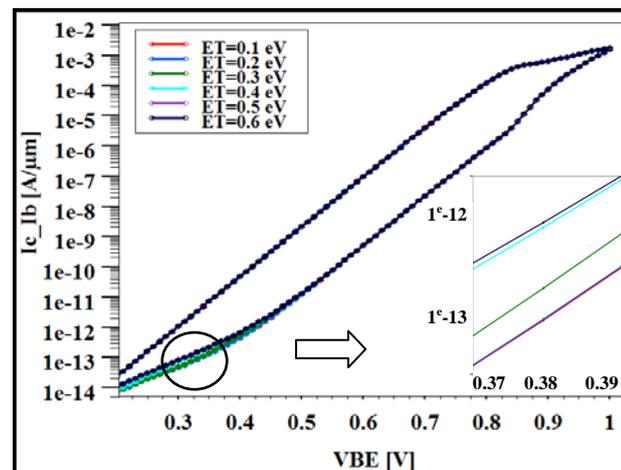
#### IV.5.2.3. Effet du niveau d'énergie des défauts

L'ordre de grandeur de l'énergie d'activation des défauts d'implantation de la base extrinsèque considérés est de 0.25eV pour le premier défaut, et de 0.12eV pour le deuxième

défaut. Afin de déterminer l'influence de l'énergie d'activation des défauts sur les caractéristiques électriques du composant, nous avons changé la position énergétique des pièges dans la bande interdite et nous observons leur influence sur le gain en fonction de la position du piège dans le gap. Ces pièges à trous sont placés à différente position dans le gap (0.1eV, 0.2eV, 0.3eV, 0.4eV, 0.5eV et 0.6eV) à partir de la bande valence. On peut constater que le gain est peu sensible à la variation de l'énergie d'activation des défauts. Dans ce cadre, on constate que le composant ayant les défauts les plus proches du milieu de la bande interdite présente le courant de fuite le plus important. Plus le piège est éloigné de la bande de la valence; plus la capture de trous par un piège devient difficile. Nous observons donc une augmentation du courant de recombinaison, et par conséquent une réduction du gain courant.



**Figure II.23:** Variation du gain en courant pour un TBH SiGe en fonction de la position du défaut dans le gap du semi-conducteur.



**Figure II.24:** Variation du courant de base et du collecteur pour un TBH en fonction de la position du défaut dans le gap du semi-conducteur.

#### IV.6. Effet des dimensions de la base

La principale partie active du transistor bipolaire est la base, elle détermine en grande partie les performances statiques et dynamiques du composant. Lorsque l'épaisseur de la base change, le gradient d'électrons dans la base neutre varie. Une optimisation de l'épaisseur de la base aura donc une incidence directe sur les paramètres cruciaux du composant, tels que le gain en courant et les fréquences de transition et d'oscillation. La mise au point d'une structure à base fine permet de réaliser une optimisation conjointe du temps de transit dans la base  $\tau_B$ , ainsi que de la résistance de celle-ci, améliorant ainsi les performances fréquentielles du composant. Cependant il faut que les atomes de bore soient intégralement contenus dans la couche SiGe, sinon le bénéfice de l'hétérojonction est perdu. Il n'est donc pas possible de réaliser des bases aussi fines que souhaité, sous peine de voir le bore diffuser en dehors de la couche SiGe. La figure II.25 présente la variation du gain en courant pour différentes épaisseurs de la base. Dans ce travail trois épaisseurs de la couche de base sont considérées 100, 70 et 50nm. Le profil de Ge considéré dans la base est un profil graduel avec taux de 20%. On constate, que le transistor ayant la base la plus fine présente le gain le plus important. En effet le gain présente une variation inversement proportionnel à l'épaisseur de la base. Une telle dépendance est attendue dans le cas où le transport dans la base est totalement diffusif. En diminuant l'épaisseur de la base, l'efficacité d'injection de la jonction E/B augmente, et ainsi le gain est plus important. Cependant, l'épaisseur de la base ne peut être diminuée considérablement car on peut se heurter à des phénomènes tel que l'effet tunnel et le perçage de celle-ci. Dans ce cas, le courant collecteur est fortement réduit et l'effet transistor est supprimé.

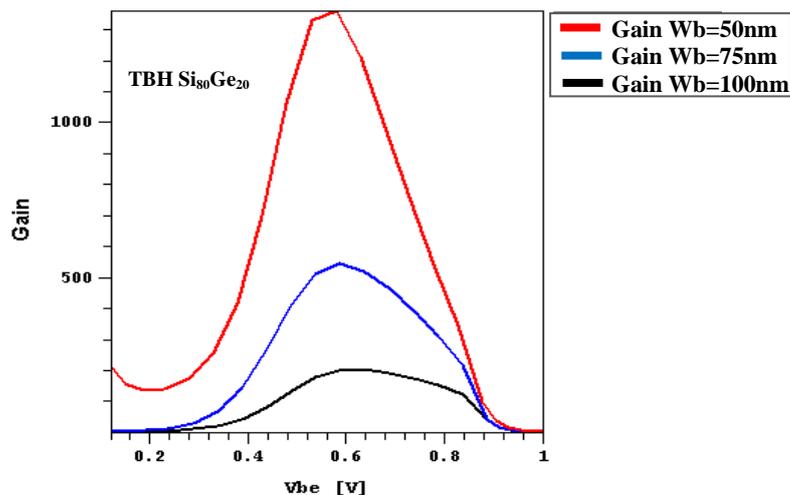
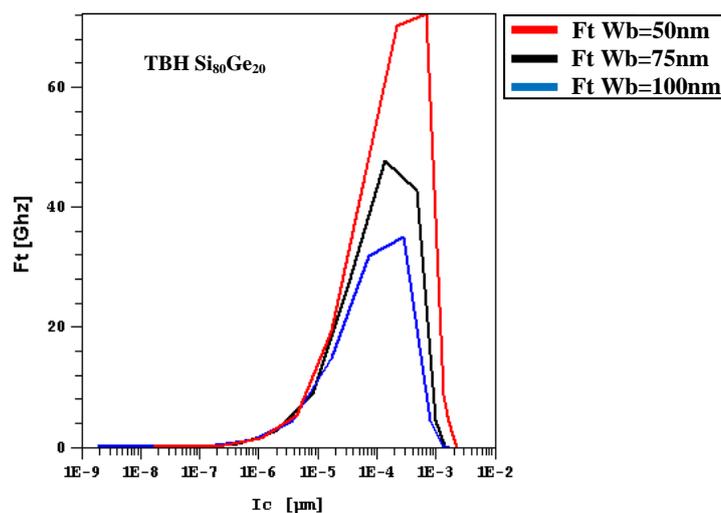


Figure II.25: Variation du gain en courant en fonction de l'épaisseur de la base

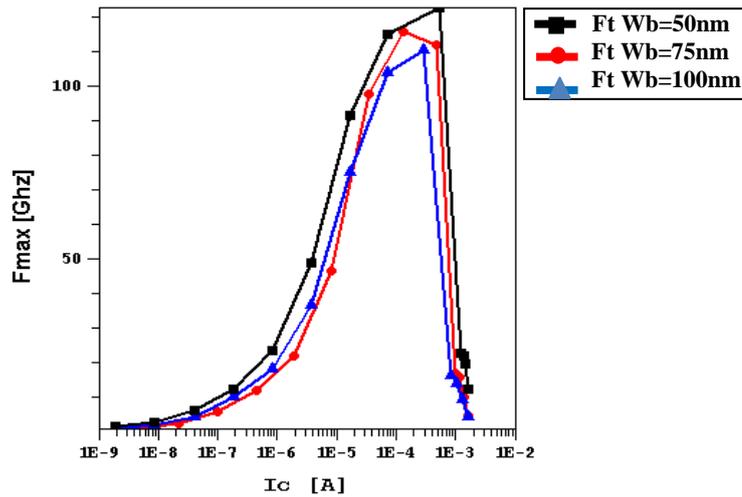
Les performances fréquentielles du composant sont également largement liées aux dimensions de la base du composant; celle-ci détermine en grande partie le temps de transit dans le composant. Une base fine est favorable à un temps de transit réduit car le trajet suivi par les électrons est plus court, ce qui engendre une augmentation de la fréquence de transition et de la fréquence maximale d'oscillation ( $f_T$  et  $f_{max}$ ). L'amélioration des performances fréquentielles est donc envisageable par la réduction de  $\tau_B$ , grâce à une minimisation de l'épaisseur de la base. Toutefois la réduction de celle-ci va de pair avec une augmentation des résistances et capacités parasites du transistor ( $R_B$ ,  $C_{BC}$ ) susceptibles de limiter les performances dynamiques.

La figure II.26 trace l'évolution de la fréquence de coupure  $f_T$  en fonction du courant de collecteur  $I_c$  pour des épaisseurs de la base de 100nm, 70nm et 50nm. On constate que le transistor ayant la base la plus fine présente la fréquence de transition la plus importante, grâce à un temps de transit de base réduit. En effet, La base d'épaisseur 50 nm présente une amélioration de 45% de  $f_T$  par rapport à la base de 100nm d'épaisseur.



**Figure II.26:** Variation de la fréquence de transition en fonction de l'épaisseur de la base

La figure II.27 présente la variation de la fréquence maximale d'oscillation  $f_{max}$  en fonction du courant de collecteur pour des épaisseurs de base variable de 50nm à 100nm. On constate une augmentation de  $f_{max}$  avec la diminution de la largeur de la base. La fréquence  $f_{max}$  atteint une valeur maximale de 124 GHz pour une base de 50 nm. L'épaisseur de la base détermine la résistance carrée de cette couche, l'utilisation d'une base fine induit une résistance de base  $R_B$  élevée, ce qui limite la valeur de  $f_{max}$  via le produit  $R_B C_{BC}$ . Toutefois  $f_{max}$  est augmentée par une réduction de l'épaisseur de la base puisque la diminution du temps de transit de la base  $\tau_B$  compense l'augmentation du produit  $R_B C_{BC}$ .



**Figure II.27:** Variation de la fréquence d'oscillation maximale en fonction de l'épaisseur de la base

#### IV.7. Apport du carbone dans les TBH SiGe

La réduction continue des dimensions latérales de la base, conduit vers à une amélioration du gain en courant ainsi que du temps de transit  $\tau_B$  qui conditionne fortement les performances fréquentielles du transistor. En effet, une base très fine et très dopée, de composition graduelle facilite l'évacuation des électrons vers le collecteur, et permet d'améliorer les performances du transistor en conciliant gain en courant et performances fréquentielles. Toutefois, l'une des difficultés que posent les bases fines est la diffusion du dopant de la base le bore durant les différents traitements thermiques subis par le dispositif. Cette diffusion est due essentiellement à une saturation d'atomes interstitiels qui réduit de façon importante le contrôle des jonctions fines [32]. Ces problèmes de diffusion, ont amené à incorporer des atomes de carbone dans la couche épitaxie  $Si_{1-x}Ge_x$ . Ainsi il a été démontré que l'introduction du Carbone permet de réduire de façon conséquente la diffusion du bore dans le SiGe (la largeur de la base), grâce à un meilleur confinement des atomes dopants [53], [54]. L'obtention de profils de bore très abrupts et fortement dopés est alors possible, permettant aux dispositifs bipolaires d'atteindre de plus hautes performances dynamiques [55].

En revanche, l'introduction du carbone n'est pas neutre sur le fonctionnement du transistor bipolaire. En effet en se plaçant en site interstitiel, le Carbone peut créer des complexes avec les atomes du réseau. Ceci provoque l'apparition de niveaux d'énergies supplémentaires dans la bande interdite, favorisant les mécanismes de recombinaisons [56]. Dans le cas de notre étude nous tenterons d'étudier l'influence du Carbone placé en site interstitiel sur les caractéristiques du dispositif. Cette approche peut donner des résultats satisfaisants mais ne reflète cependant pas la réalité des mécanismes physiques se produisant dans la structure.

### IV.7.1. Modèles physiques relatifs au matériau SiGeC

Le logiciel de simulation ne contient pas une bibliothèque de paramètres propre au matériau SiGeC. L'influence de l'alliage SiGeC sur les performances du composant est prédite en modifiant les paramètres de l'alliage SiGe.

#### IV.7.1.1. Constante diélectrique

L'évolution de la constante diélectrique des alliages SiGeC en fonction des teneurs en Germanium et en Carbone est donnée par la loi de Vegard [57]:

$$\epsilon_{\text{Si}_{1-x-y}\text{Ge}_x\text{C}_y} = \epsilon_{\text{Si}} + x(\epsilon_{\text{Ge}} - \epsilon_{\text{Si}}) + y(\epsilon_{\text{C}} - \epsilon_{\text{Si}})$$

$$\epsilon_{\text{Si}_{1-x-y}\text{Ge}_x\text{C}_y} = \epsilon_{\text{SiGe}} + y(\epsilon_{\text{C}} - \epsilon_{\text{Si}})$$

Où  $x$  est le pourcentage de germanium, et  $y$  le pourcentage de Carbone.

$\epsilon_{\text{Si}}$ ,  $\epsilon_{\text{Ge}}$ ,  $\epsilon_{\text{C}}$ : sont les constantes diélectriques du silicium, du germanium et du carbone, leurs valeurs respectives sont: 11.9, 16 et 2.5.

#### IV.7.1.2. Largeur de la bande interdite du SiGeC

Comme nous l'avons détaillé dans le chapitre I, l'incorporation du carbone dans l'alliage  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$  aboutit à une diminution effective de la contrainte induite par l'incorporation du Ge. Cette réduction de l'état de contrainte du matériau a un effet direct sur le diagramme de bande d'énergie. Le carbone a pour effet une augmentation de la largeur de la bande interdite lorsqu'il est incorporé en site substitutionnel [58]. L'incorporation de Carbone dans les alliages  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$  permet d'augmenter la largeur de la bande interdite du matériau. Il a été récemment confirmée que 1% C augmente le bandgap de l'alliage  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$  par 21-26 meV/%C [59]. Le logiciel de simulation ISE TCAD ne nous permet pas d'accéder aux équations du modèle du matériau, alors nous avons changé les paramètres de la bande interdite de l'alliage SiGe. Pour la simulation ISE TCAD, nous avons considéré une augmentation du gap de 25meV pour chaque 1% de carbone introduit, par rapport au modèle du SiGe.

#### IV.7.1.3. Durée de vie de porteurs

La conséquence principale de l'introduction du carbone est la réduction de la durée de vie des porteurs, cette réduction n'est que la conséquence de la création de centres recombinants dans la base. Ces centres sont à l'origine d'une diminution considérable de la durée de vie de porteurs, un pourcentage de 0.8% du Carbone présente un facteur de réduction de 1/3 [56]. Le tableau II.6 illustre l'influence du pourcentage du Carbone sur la durée de vie des porteurs.

Teneur en Carbone (C)%	Eg(eV)	Durée de vie (Ps)
0	0.9542	124.84
0.1	0.9567	90.18
0.25	0.9605	64.02
0.5	0.9667	43.21
0.75	0.9729	32.55
1	0.9792	26.10
1.5	0.9917	18.72
2	1.0042	14.59
2.5	1.0167	11.95

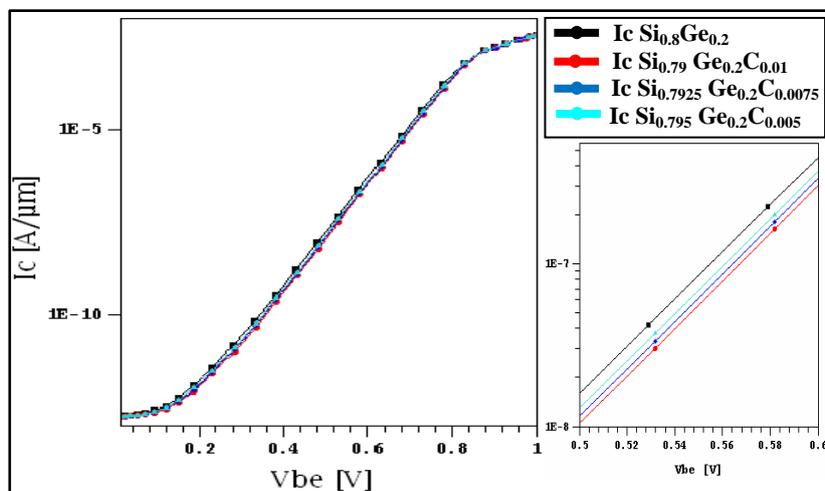
**Tableau II.6:** La durée de vie et la largeur de bande dans le SiGeC en fonction du pourcentage en carbone pour un taux de Ge de 20% [56].

Nous présentons dans ce paragraphe, les résultats de simulations électriques des TBH à base SiGeC. Le but étant l'analyse de l'impact du pourcentage de carbone ajouté sur les caractéristiques électriques du composant.

#### IV.7.2. Influence du Carbone sur les caractéristiques électriques du TBH SiGe

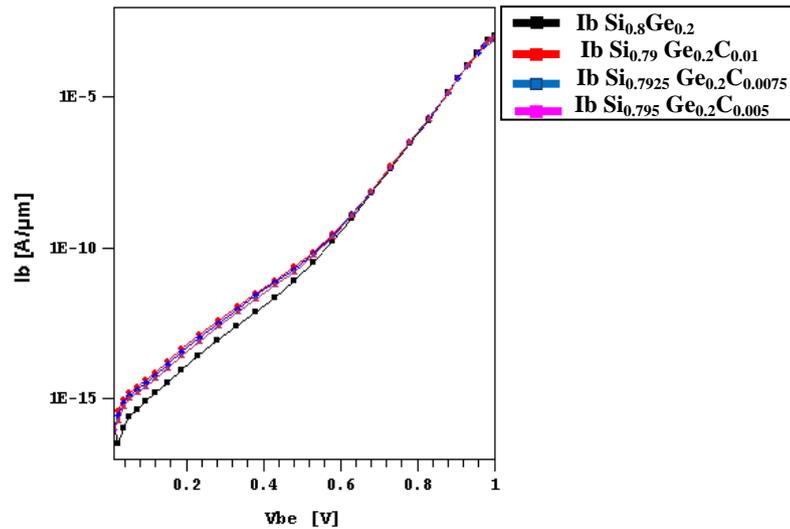
##### IV.7.2.1. Effet du Taux du Carbone sur les performances statiques

La figure II.28 présente l'évolution du courant de collecteur  $I_C$  et du courant de base  $I_B$  dans le cas d'un TBH à base SiGe et SiGeC avec une épaisseur de la base de 50nm, et en faisant varier le pourcentage de Carbone de 0.5 à 2%. On constate que pour une même polarisation  $V_{be}$  le courant de collecteur présente une légère modification en fonction du pourcentage de Carbone. Cette variation du courant de collecteur est due en partie à la variation de la bande interdite qui modifie le profil de dopage dans la base. L'augmentation de la bande interdite réduit l'injection des électrons et réduit ainsi le courant de collecteur en fonction du pourcentage du Carbone.



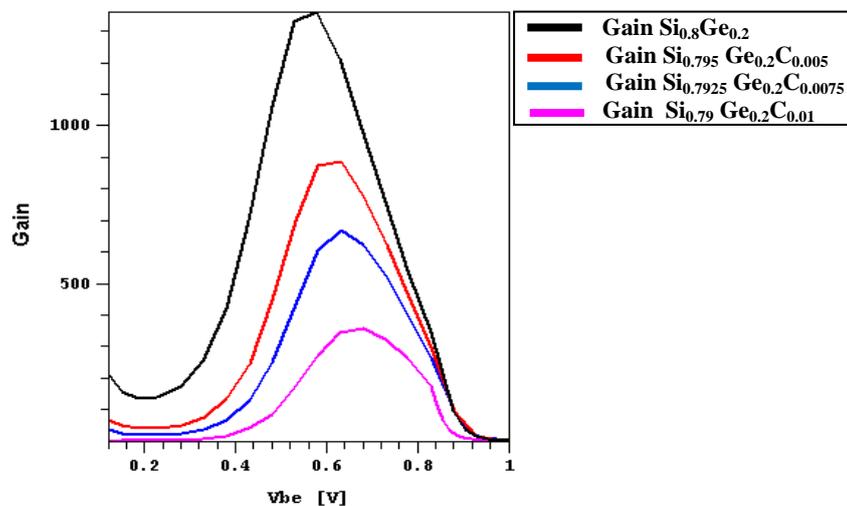
**Figure II.28:** Evolution du courant de Collecteur en fonction du pourcentage du carbone

En ce qui concerne le courant de base, on note une augmentation de la composante de recombinaison dans la base neutre avec l'accroissement du pourcentage de carbone. Comme on la déjà mentionné, l'introduction du Carbone dans l'alliage SiGe crée des complexes avec les atomes du réseau, provoquant l'apparition de centres recombinant au niveau de la base [54]. Ces centres ont un effet non négligeable sur le courant de base, il peut en résulter des courants de recombinaison important. De plus le bore reste confiné dans la base, ce qui engendre une augmentation au niveau des trous, d'où un accroissement dans le courant de base  $I_B$ .



**Figure II.29:** Evolution du courant de base en fonction du pourcentage du carbone

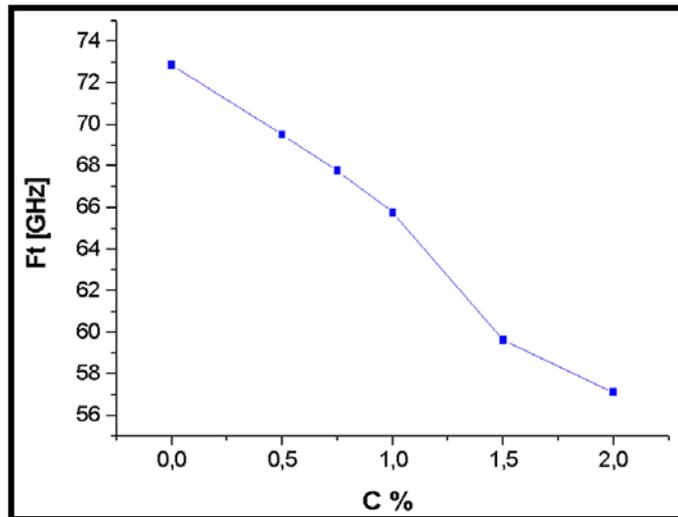
La figure II.30 présente l'évolution du gain en courant pour un TBH à base SiGe et SiGeC en faisant varier le pourcentage de carbone dans la base de 0.5 à 2%. On constate que le gain en courant diminue en fonction du pourcentage du carbone. Cette réduction est d'autant plus importante que le pourcentage de carbone est plus élevé [60].



**Figure II.30:** Variation du gain en courant en fonction du pourcentage du carbone

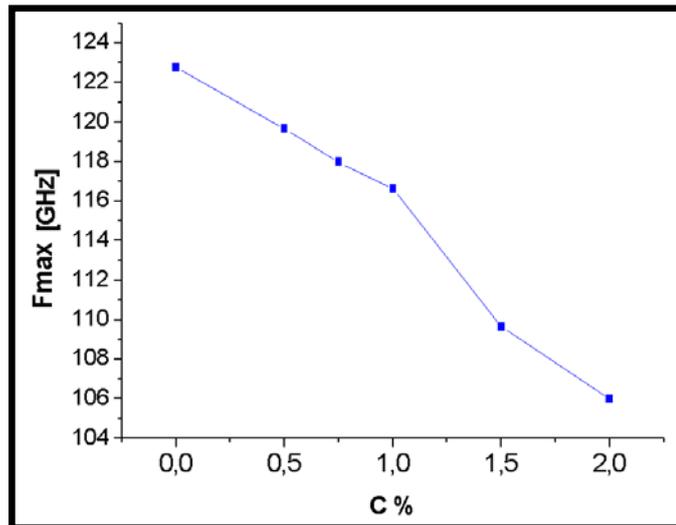
#### IV.7.2.2. Effet du Taux du carbone sur les performances statiques

La figure II.31 présente la variation de la fréquence de coupure  $f_T$  obtenu pour un transistor bipolaire à hétérojonction sans et avec différents pourcentages de Carbone. Nous constatons une réduction continue de la fréquence de coupure  $f_T$  avec le pourcentage de carbone introduit. En effet l'introduction du carbone réduit le temps de transit la base ce qui provoque une détérioration de la fréquence de coupure.



**Figure II.31:** Variation de la fréquence de coupure en fonction du pourcentage du carbone

En outre nous pouvons observer la variation de la fréquence d'oscillation maximale  $f_{max}$  en fonction du pourcentage du carbone sur la figure II.32. La fréquence d'oscillation maximum présente également une détérioration avec le pourcentage du carbone. De meilleures performances du TBH SiGeC sont obtenues pour des faibles concentrations de Carbone (<1%). D'après les résultats obtenus, on constate que le carbone se révèle bien moins nocif pour les faibles pourcentages. La formation des nano-cristaux de carbure de silicium, redoutés pour leurs effets néfastes, est évitée pour des faibles concentrations de carbone.



**Figure II.32:** Variation de la fréquence de d'oscillation maximale en fonction du pourcentage du Carbone

#### IIV. Conclusion

L'étude que nous avons menée avait pour objectif la modélisation des transistors bipolaires à hétérojonction à base SiGe. Dans un premier temps, nous avons pu cerner l'impact du Germanium sur le comportement électrique du transistor. Le principal intérêt réside dans la réalisation des composants actifs sur silicium à très haute fréquence et des gains en courant plus importants. Dans un second temps, nous avons montré que les caractéristiques de ces composants sont fortement influencées par les défauts introduits lors de l'implantation de la base extrinsèque. La section de capture de ces défauts, ainsi que leur densité effective, et leur position dans la bande interdite du semi-conducteur, ont une influence directe sur les caractéristiques électriques du composant. Souvent ces niveaux agissent comme un facteur de perte, limitant les caractéristiques électriques de ces composants.

L'un des effets contraignants de l'alliage SiGe, liée aux défauts d'implantation de la base extrinsèque est la diffusion transitoire du dopant de la base. L'incorporation du carbone dans le réseau cristallin permet de corriger ce problème de diffusion. Dans ce cadre, l'incorporation du carbone dans la base est étudiée ainsi que ses effets sur les principales caractéristiques des TBH SiGeC. Les caractéristiques statiques et dynamiques du composant ont été simulées pour différentes concentration de carbone dans l'alliage SiGeC. Les résultats obtenus ont montrées que la présence de carbone, à faible concentration dans les alliages SiGe, n'est pas néfaste pour les caractéristiques électriques du composant, ce qui ouvre de nouvelles perspectives pour les applications du matériau SiGeC.

## Références bibliographiques

- [1] J.S. Rieh, B. Jagannathan, Huajie Chen, K. Schonenberg, Shwu-Jen Jeng, M. Khater, D. Ahlgren, G. Freeman, S. Subbanna, "Performance and design considerations for high speed SiGe HBTs of  $f_T/f_{max}=375\text{GHz}/210\text{GHz}$ ", International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, pp. 374 -377, 2003.
- [2] L. Militaru, A. Souifi, M. Mouis, A. Chantre, G Brémond, "Investigation of deep traps in silicon – germanium epitaxial base bipolar transistors with a single polysilicon quasi self aligned architecture," Microelectronic Reliability, Vol. 41 N°2, pp. 253 -263, 2001.
- [3] L.D. Lanzerotti, J.C. Sturm, E. Stach, R. Hull, T. Buyuklimanli, et C. Magee, "Suppression of boron out diffusion in SiGe HBT's by carbon incorporation", IEEE International Electron Device Meeting, pp. 249–252, 1996.
- [4] M. Ulrich Gosele, "The role of carbon and point defects in silicon", Mat. Res.Soc. Symp. Proc, Vol. 59, pp. 419-431, 1986.
- [5] A. Monroy, W. Laurens, M. Marty, et al. "ahight performance 0.35 $\mu\text{m}$  SiGe BiCMOS technology for wireless applications", Proceeding BCTM, pp. 121-124, 1999.
- [6] S. Jouan, "Développement et caractérisation de transistor bipolaires à hétérojonctions Si/SiGe pour les circuits radiofréquences", Thèse de doctorat, Université Grenoble, 2001.
- [7] ISE MDRAW Integrated Systems Engineering, DESSIS 8.0.3.
- [8] N. Zerounian, F. Aniel, B. Barbalat, P. Chevalier. et A. Chantre, "500 GHz cut off frequency SiGe HBTs," Electronics Letters, Vol. 43 N°. 14, 2005.
- [9] K. Das Mukul, N. R. Das, P. K. Basu, "Effect of Ge content and profile in the SiGe base on the performance of a SiGe/Si heterojunction bipolar transistor", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 47, n°3, November 5, 2005.
- [10] Integrated Systems Engineering, DESSIS 8.0.3., User's manual, and 2002.
- [11] S. Latreche, "Etude de transistors bipolaires à émetteur polysilicium réalisés en technologie CMOS", Thèse de doctorat, Université de Constantine, pp.1-140, 1998.
- [12] L. Végard, "Gitter konstant envon Misch kristallen", Zeit schrift für Physik, Vol. 17, N° 5, pp. 1726 -1730, 1921.
- [13] B. Pejčinovic, L. E. Kay, Ting - Wei Tang, D. H. Navon, "Numerical simulation an comparison of Si BJT's and Si<sub>1-x</sub>Ge<sub>x</sub>HBT's", IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. 36 N° 10, pp. 2129-2137, 1989.
- [14] J.S. Rieh, L.H. Lu, L.P.B. Katehi and P.K. Bhattacharya, "Experimental Determination of Minority Electron Mobility in p-type Pseudomorphic SiGe/Si", in IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF systems, pp10-15, 1999.

- [15] G. Masetti, M. Severi, and S. Solmi. Modeling of carrier mobility against carrier concentration in Arsenic-, Phosphorus- and Boron-doped Silicon, *IEEE Trans. on Electron. Devices*, Vol. ED-30, pp. 764-769, 1983.
- [16] C. Canali, G. Majni, R. Minder and G. Ottaviani, "Electron and hole drift velocity-measurements in silicon and their empirical relation to electric-field and temperature", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol.22, N<sup>o</sup>.11, pp. 1045-1047, 1975.
- [17] Sze S.M. *Semiconductor Devices*. New York: John Wiley, pp.867, 1981.
- [18] J.G. Fossum, R.P. Mertens, D. S. Lee, and J. F. Nijs, "Carrier Recombination and Lifetime in Highly Doped Silicon", *Solid-State Electron*, Vol. 26, N<sup>o</sup>. 6, pp. 569-576, 1983.
- [19] J.G. Fossum, D.S. Lee, "A physical model for the dependence of carrier lifetime on doping density in non-degenerate Silicon", *Solid State Electronics*, Vol.25, N<sup>o</sup>.8, pp.741-747, 1982.
- [20] D.V. Lang, R. People, J.C. Bean, A.M. Sergent, "Measurement of the band gap of SiGe/Si strained-layer heterostructures", *Applied Physics Letters* Vol.47, N<sup>o</sup>12, pp.1333-1335, 1985.
- [21] V. Palankovski,, G. Röhrer, T. Grasser, S. Smirnov, H. Kosina, S. Selberherr, "Rigorous modeling approach to numerical simulation of SiGe HBTs", *Applied Surface Science*, Vol. 224, pp. 361–364, 2004.
- [22] H. Mathieu, "Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques", 3<sup>ème</sup> édition paris: Masson, 1996.
- [23] O. De Barros, "Caractérisation électrique des défauts induits par l'intégration de la base d'un transistor bipolaire à hétérojonction SiGe en technologie BiCMOS", Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées INSA de Lyon, 0106, pp. 1-165,1997.
- [24] Damien Caliste, "Simulations multi-échelles de la diffusion des défauts dans les semi-conducteurs Si et SiGe", thèse de doctorat, université Joseph Fourier, 2005.
- [25] S.M. Sze, "Physics of semiconductor devices", 2nd edition New york :Johon Wiley & Sons, pp. 1-853, 1981.
- [26] S. Denorme, H. Bousseta, A. Chantre, G. Vacent, M. Mouis, "Demonstration of enhanced base diffusion due to extrinsic base implantations in submicron, polySi emitter, epitaxial base bipolar transistor", *Proceedings of European Solid State Device Research Conference 95 Hague (Pay Bas)*, pp.513-516, sept 1995.
- [27] W. Schockley, "Forming Semiconductive Devices by Ionic Bombardement", US patent 2787564, 1954.
- [28] J. Liu, et al., "The effect of boron implant energy on transient enhanced diffusion in silicon", Vol. 81 (4), pp.1656-1660, 1997.

- [29] A.E. Michel, et al., "Rapid annealing and the anomalous diffusion of ion implanted boron into silicon", *Appl. Phys. Lett.*, Vol.50(7): pp. 416-418, 1987,
- [30] D.J. Eaglesham, et al., "Implantation and transient B diffusion in Si: The source of the interstitials", *65(18)*: pp. 2305-2307, 1994.
- [31] L.D. Lanzerotti, A.S. Amour, "Si/Si<sub>1-x-y</sub>Ge<sub>x</sub>Cy/Si Heterojunction Bipolar Transistors", *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 17, No. 7, 1996.
- [32] A. Pakfar "Modélisation de la diffusion des dopants dans les alliages SiGe et SiGeC", Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, INSA de Lyon, pp.1-187, 2003.
- [33] K. ODA et al., "Suppression of B Out diffusion by C Incorporation in Ultra-High-Speed SiGeC HBTs", *Japanese Journal of Applied Physics*, Vol.42, pp. 2359-2362, 2003.
- [34] B. Barbalat, "Technologie et Physique de Transistors Bipolaires à Hétérojonctions Si/SiGeC Auto-alignés très Hautes Fréquences", Thèse de doctorat, Université Paris-Sud XI - Faculté des Sciences d'Orsay, pp. 1-192, 2006.
- [35] H. Rcker et al., "Suppressed diffusion of boron and carbon in carbon-rich silicon", *Applied Physics Letters*, Vol. 73, N°. 12, pp. 123-127, 2006.
- [36] L.D. Lanzerotti, A.S. Amour, C. Liu, J. C. Sturm, J. K. Watanabe et N. D. Theodore, «Si/Si<sub>1-x-y</sub>Ge<sub>x</sub>Cy/Si Heterojunction Bipolar Transistor», *IEEE Electron Device Letters*, Vol.17(7), pp.334-337, juillet 1996.
- [37] H.J. Osten, G. Lippert, D. Knoll, R. Barth, B. Heinemann, H.Rucker, P.Schley, "The effect of carbon incorporation on SiGe heterobipolar transistor performance and process margin", *Technical Digest of IEDM*, pp. 803 -806, 1997.
- [38] J. C. Neuz Perez, "Contribution à la conception de systèmes de radiocommunication: de la modélisation de Transistors Bipolaires à l'évaluation des performances d'un système d'Emission-Réception", Thèse de doctorat, Institut national des Sciences Appliqués INSA de Lyon, pp. 1-167, 2007.
- [39] S. Bodnar, J. L. Regolini, "Growth of ternary alloy SiGeC by rapid thermal chemical vapor deposition", *J. Vac. Sci. Technol. A*, Vol. 13, No. 5, pp. 2336-2340, 1995.
- [40] J.L. Regolini, F. Gisbert, G. Dolino, et al. "Growth and characterization of compensated SiGeC epitaxial layers". *Mater. Lett.*, Vol. 18, pp. 57-60, 1993.
- [41] C. Guedj, M. W. Dasheill, L. Kulik, et al., "Precipitation of Beta-SiC in Si(1-y)Cy alloys", *J. Appl. Phys.*, Vol. 84, No. 8, pp. 4631-4633, 1998.
- [42] D.W. Greve, "Si-Ge-C growth and devices", *Materials Science and Engineering B*, Vol. 87, pp. 271-276, 2003.
- [43] D. V. Lang, "deep level transient spectroscopy: a new method to characterize trap in semiconductors". *J. Appl Phys.* Vol. 45, N ° 7, pp. 3014-3022. 1974.

- [44] L. Militaru, "Etude de défauts induits lors de l'intégration des transistors bipolaires à hétérojonctions Si/SiGe dans une technologie BiCMOS avancée", thèse de doctorat, institut des sciences appliquées laboratoire de physique de la matière (LPM) INSA de Lyon, 2000.
- [45] L. Militaru, A. Souifi, M. Mouis, A. Chantre, G Brémond, "Investigation of deep traps in silicon-Germanium epitaxial base bipolar transistors with a single polysilycon quasi self-aligned architecture", *Microelectronic Reliability*, Vol.41, N°2, pp.253-263, 2001.
- [46] F. Miller "Modélisation d'un transistor bipolaire à hétérojonction influence de défauts électriquement actifs", Projet de Fin d'étude, Institut National des sciences Appliquées INSA de Lyon, pp.40, 2002.
- [47] O. De Barros, "Caractérisation électrique des défauts induits par l'intégration de la base d'un transistor bipolaire à hétérojonction SiGe en technologie BiCMOS", Thèse dedoctorat, Institut National des Sciences Appliquées INSA de Lyon, 0106, pp. 1-165,1997.
- [48] S. Latreche, M. Bouhouche, M. Lakhdara, C. Gontrand, "Influence de la position spatiale des défauts ponctuels sur les caractéristiques électriques d'un TBH", 1<sup>ère</sup> Conférence Internationale sur les Systèmes Electroniques, CISE05, Batna Algérie, 13-14 Décembre 2005.
- [49] M. Bouhouche, S. Latreche, C. Gontrand, "Investigation of process induced defects in SiGe/Si heterojunction bipolar transistors" International conference of modelling and simulation, MS'07, Algiers, Algeria, 2-4 July 2007.
- [50] S. Latreche, M. Bouhouche, M.Lakhdara, C. Gontrand, "On the effect of technological defects induced by polysilicon emitter etching and base implantation of Si/SiGe bipolar transistor", Sixième Internationale Conférencesur la Science des Matériaux CSM6), Beyrouth– Liban, 15-17 Mai 2008.
- [51] M. Lakhdara, "Etude de Composants Semi-conducteurs Réalisés en Technologie CMOS Dédiés à la Radio Fréquence", Thèse de doctorat université de Constantine, 2009.
- [52] Bouhouche manel, "Etude de l'influence des défauts technologiques sur les caractéristiques électriques des transistors bipolaires à HBT", mémoire de magistère université de Constantine ,2006.
- [53] H.J. Osten, H. Rucker, J.P. Liu et al, "Wider latitude for sophisticated devices by incorporating carbon into crystalline Si or SiGe", *Microelectronic Engineering*, Vol.56, pp.209, 2001.
- [54] B. Barbalat, T. Schwartzmann, P. Chevalier, B. Vandelle, L. Rubaldo, A. Lachater, F. Saguin, N. Zerounian, F. Aniel et A. Chantre, "Carbon effect on neutral base recombination in high speed SiGeC heterojunction bipolar transistors", *Semiconductor Science and Technology*, vol. 22, pp. 99–102, 2006.
- [55] R. Duschl, O.G. Schmidt, K. Eberl, "Electronic properties of SiGeC alloys", *Inspec IEEE data review*, 158, 2000.

- [56] J.M. Nunez, J.M. Lopez, et A.J. Garcia-Loreiro, "Modeling of new SiGeC HBTs", IEEE Trans. Electron Devices, Vol.44, pp.179-182, 2005.
- [57] D. Salvador D. et al., "Lattice parameter of Si<sub>1-x-y</sub>Ge<sub>x</sub>C<sub>y</sub> alloys", Physical Review B, Vol.61, N°19, pp.13005-13013, 2000.
- [58] C. L. Chang, A. S. Amour, and J.C. Sturm, "The effect of carbon on the valence band offset of compressively strained Si<sub>1-x-y</sub>Ge<sub>x</sub>C<sub>y</sub>/(100) Si heterojunctions", Applied Physics Letters, Vol. 70, N°12, pp.1557-1559, 1997.
- [59] D. V. Singh, K. Rim, T. O. Mitchell, J. L. Hoyt, and J. F. Gibbons, "Measurement of the conduction band offsets in Si/Si<sub>1-x</sub>Ge<sub>x</sub> and Si/Si<sub>1-x-y</sub>Ge<sub>x</sub>C<sub>y</sub> heterostructures using metal-oxide-semiconductor capacitors", Journal of Applied Physics Vol. 85 (2), pp.978-984, 1999.
- [60] M. Bouhouche, S. Latreche and C. Gontrand, "Effect of Implantation Defects and Carbon Incorporation on Si/SiGe Bipolar Characteristics", the Second International Conference on Computer and Electrical Engineering, (ICCEE 2009), Dubai 2009, [http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs\\_all.jsp?arnumber=5380214](http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=5380214)

# Chapitre 3

Etude et modélisation du bruit  
basse fréquence des transistors  
bipolaires à hétérojonction  
Si/SiGe

---

## I. Introduction

Dans toutes les applications orientées vers la gamme micro-onde (hautes fréquences), le bruit électrique présente une figure de mérite importante qui limite les performances en termes de bande passante. Etant un signal parasite présent sur les fréquences utiles, le bruit est une anomalie électrique susceptible de venir perturber le bon fonctionnement des composants et des systèmes électroniques [1].

Malgré que le bruit soit souvent présenté comme un élément limitatif et parasite, il représente cependant un puissant moyen d'investigation des propriétés électriques des composants ainsi que des circuits dans le domaine radio-fréquence (RF) [2]. En effet, l'étude du bruit BF en complément de l'étude statique des composants électroniques présente un outil efficace pour étudier les défauts introduits lors du procédé technologique. Cette étude s'avère très utile pour évaluer la qualité des dispositifs, qui reflète la maîtrise des procédés technologiques de fabrication et la fiabilité de la technologie de composants [3], [4].

Ce chapitre est consacré à l'étude du bruit en excès du transistor bipolaire à hétérojonction à base SiGe. Dans un premier temps, nous allons rappeler les notions fondamentales relatives au bruit de fond généré dans le domaine des basses fréquences dans les dispositifs semi-conducteurs. Cette introduction permet de recenser les principales sources physiques de bruit existantes. Nous pouvons ainsi avoir une vue globale sur les bruits présents dans les transistors bipolaires.

La seconde partie traitera la modélisation du bruit basse fréquence d'un transistor bipolaire à hétérojonction SiGe. L'objectif est d'analyser la composition des spectres de bruit BF, afin d'extraire les sources de bruit dominantes et d'identifier les phénomènes qui les gouvernent. Habituellement, le bruit basse fréquence (BF) de ces dispositifs est lié à l'existence de défauts et d'imperfections dans les semi-conducteurs. Nous allons examiner l'impact des défauts introduit lors de l'étape d'implantation de la base extrinsèque sur le bruit des TBH SiGe. Dans ce cadre, en corrélant l'évolution des sources de bruit en fonction des conditions de polarisation du transistor, il est possible de remonter aux origines physiques possibles du bruit basse fréquence dans le composant. Ainsi en reliant les signatures électriques des sources de bruit présent dans le composant à certains phénomènes physiques il est possible d'observer l'influence de ces défauts.

## II. Généralités sur le bruit basse fréquence

### II.1. Définition du bruit basse fréquence

Dans les systèmes électroniques le bruit représente l'ensemble des perturbations indésirables qui se superposent au signal utile, et qui ont tendance à masquer son contenu. Il correspond à la limite inférieure de détection du signal [5]. Généralement, ce bruit provient du déplacement des porteurs dans la structure granulaire d'un semi-conducteur. Dans les dispositifs semi-conducteurs, le bruit électrique est un processus aléatoire des charges, qui se manifeste sous forme de fluctuations aléatoires et spontanées de la tension et du courant aux bornes du composant [6]. Il reflète les propriétés de transport des porteurs au sein du composant, il est lié aux fluctuations des porteurs dus à des processus physiques spécifiques parfois liés à des défauts [7].

Dans cette première partie, nous allons rappeler quelques notions fondamentales sur le bruit électrique généré dans le domaine des basses fréquences dans les transistors bipolaires. Après avoir énoncé le formalisme mathématique nécessaire pour caractériser les fluctuations de grandeurs électriques, nous proposerons un bilan des différentes sources de bruit existantes dans les dispositifs semi-conducteurs ainsi que leurs origines et leurs propriétés.

### II.2. Approche mathématique

Le bruit de fond présent dans tout système électronique est le résultat de la superposition d'un très grand nombre d'impulsions élémentaires aléatoires. Ce mouvement est non-déterministe, donc une caractérisation temporelle n'est pas suffisante pour connaître ses propriétés. Il faut effectuer une analyse fréquentielle afin d'étudier son spectre [8]. Les signaux composant le bruit étant aléatoire, il convient de les caractériser par leurs propriétés statistiques moyennes, qui s'étudient par une approche probabiliste [9]. Il devient alors nécessaire d'avoir de nouveaux outils mathématiques comme la densité spectrale de puissance (DSP) et les fonctions d'auto corrélation.

#### II.2.1. Densité spectrale de puissance

La densité spectrale de puissance (DSP) est définie comme étant une fonction réelle, paire et positive qui décrit la distribution de la puissance moyenne en fonction de la fréquence. Dans le cas du bruit électrique, sa valeur moyenne est nulle. Il convient alors de le définir par sa valeur quadratique moyenne, car la puissance développée par le signal est proportionnelle à cette grandeur [10].

En premier lieu, nous définissons la valeur moyenne  $X_0$  notée aussi  $x(t)$  de par la relation [11]:

$$X_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (\text{III.1})$$

La notion de la valeur efficace d'un signal, ou valeur quadratique moyenne, s'applique aux signaux variables, elle est définie dans un intervalle de temps (T) par: [12]

$$(X_{\text{eff}})^2 = X_{\text{qm}} = \frac{1}{T} \int_0^T [x(t)]^2 dt \quad (\text{III.2})$$

La densité spectrale de puissance exprime une puissance au sens statistique du terme, elle est exprimée par la valeur quadratique moyenne du signal  $X(t)$  par unité de fréquence. Dans un intervalle élémentaire de fréquence ( $\Delta f$ ) au voisinage d'une fréquence  $f$ , la densité spectrale du signal  $x(t)$  est définie par:

$$S_x(f) = \frac{X_{\text{eff}}^2}{\Delta f} = \left( \frac{X_{\text{eff}}}{\sqrt{\Delta f}} \right)^2 \quad (\text{III.3})$$

Les sources de bruit relatives à un processus physique donné correspondent à des sources de tension  $v(t)$  ou de courant  $i(t)$ . On peut donc définir les densités spectrales suivantes respectivement pour la tension et le courant:

$$S_i(f) = \frac{\overline{i_f^2}}{\Delta f} \text{ en } A^2/\text{Hz} \quad (\text{III.4})$$

$$S_v(f) = \frac{\overline{e_f^2}}{\Delta f} \text{ en } V^2/\text{Hz} \quad (\text{III.5})$$

Où  $\Delta f$  est l'intervalle élémentaire autour de la fréquence  $f$ .

$i_f^2$  et  $v_f^2$  sont les valeurs quadratiques moyennes des courants et tensions de bruit.

### II.2.2. Fonction d'autocorrélation

La fonction d'autocorrélation  $C_x(\tau)$  permet de vérifier que les valeurs d'un signal aléatoire à différents temps  $t_1 + \Delta t$ ,  $t_2 + \Delta t$ , sont bien indépendantes les unes des autres, et qu'il n'y a pas de périodicité cachée du signal.

La définition de la fonction d'autocorrélation d'un signal  $x(t)$  est :

$$C_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t - \tau) dt \quad (\text{III.6})$$

La fonction de corrélation a les propriétés suivantes :

- Symétrie hermitienne, qui se réduit à la symétrie simple pour les signaux réels :

$$C_x(\tau) = C_x(-\tau)$$

- Bornitude :

$$C_x(\tau) \leq C_x(-\tau)$$

Dans le cas des bruits électroniques, qui sont des signaux à valeur moyenne nulle, la fonction d'autocorrélation  $C_x(\tau)$  est nulle pour toutes les valeurs de  $\tau$ , sauf en  $\tau=0$ . Donc si le processus  $x(t)$  est aléatoire cette fonction admet un maximum à l'origine

Pour  $\tau=0$ , la fonction d'autocorrélation est différente de zéro, et la quantité  $C_x(0)$  représente la valeur quadratique moyenne du signal qui s'écrit:

$$C_x(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t)dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t)dt \quad (\text{III.7})$$

La fonction  $C_x(\tau)$  n'explique pas directement la manière dont est répartie l'énergie dans le domaine fréquentiel. Le théorème de Wiener-Kintchine [13] définit la densité spectrale comme la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation  $C_x(\tau)$ :

$$S_v(f) = TF\{C_x(\tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} C_x(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (\text{III.8})$$

### II.3. Sources de bruit

Le déplacement d'électrons dans une structure granulaire telle qu'un semi-conducteur provoque des perturbations de nature différentes appelées bruit. Compte tenu de la diversité de ces perturbations parasites, le bruit possède des origines multiples. Ces différentes sources peuvent se manifester sous différentes signatures électriques qui dépendent de la fréquence. On distingue deux principales familles de sources de bruit: les sources de bruit non réductibles (bruit blanc) car ils se manifestent d'une manière uniforme et constante pour toutes les fréquences réparties dans le spectre, et les sources de bruit dites réductibles qui sont les sources de bruit en excès.

#### II.3.1. Les sources de bruit irréductibles

Les sources de bruit dites irréductibles regroupent, d'une part le bruit de diffusion et d'autre part le bruit de grenaille.

##### II.3.1.1. Les bruits de diffusion

Les bruits de diffusion dans un composant sont liés aux propriétés intrinsèques du substrat. Ils sont dus aux fluctuations des vitesses des porteurs libres du semi-conducteur provoquées par leurs interactions et leurs collisions avec le réseau cristallin, ces bruits se

manifestent même en l'absence de champ électrique. Nous distinguons trois types de bruit de diffusion: le bruit thermique, le bruit quantique et le bruit des électrons chauds.

**II.3.1.1.1. Le bruit thermique:** Appelé également bruit de Johnson ou bruit de Nyquist, il s'agit d'un bruit blanc, provoqué par l'agitation thermique des porteurs de charge dans le réseau cristallin. Cette agitation thermique provoque des collisions aléatoires et affecte ainsi les trajectoires des porteurs de charge [14].

Le bruit thermique est considéré comme le bruit minimum généré par le composant il subsiste même en l'absence de champ électrique. Sa densité spectrale de puissance est indépendante de la fréquence, est vaut dans une bande de fréquence de 1 Hz :

$$S_v(f) = 4 \cdot K \cdot T \cdot \text{Re}(Z) \text{ ou } S_i(f) = 4 \cdot K \cdot T \cdot \text{Re}(Y) \quad (\text{III.9})$$

Où  $\text{Re}(Z)$  et  $\text{Re}(Y)$  sont respectivement la partie réelle de l'impédance et de l'admittance de l'échantillon,  $T$  la température en Kelvin et  $k$  la constante de Boltzmann.

Dans un dispositif bipolaire, cette composante de bruit est induite principalement par la jonction B/C [15] alors on parle uniquement de densité spectrale relatives à la base et au collecteur.

**II.3.1.1.2. Le bruit quantique:** Le bruit quantique est également lié à la physique du semi-conducteur, il a la même origine que le bruit thermique. Ce bruit doit être pris en compte lorsque l'énergie quantique ( $h \cdot U$ ) est supérieure à l'énergie thermique ( $k \cdot T$ ).

A température ambiante, la fréquence correspondant à l'équilibre entre le bruit thermique et le bruit quantique est définie par :

$$F_{\text{eq}} = \frac{KT}{h} \quad (\text{III.10})$$

Donc :  $F_{\text{eq}} = 6252 \text{ GHz}$  à  $T = 300\text{K}$ .

La contribution du bruit quantique n'est significative que pour des fréquences relativement élevées.

**II.3.1.1.3. Le bruit d'électrons chauds:** Il est dû aux variations de la mobilité et du coefficient de diffusion en fonction de l'énergie des porteurs lorsque le matériau est soumis à un champ électrique en dehors de son équilibre thermodynamique [16].

### II.3.1.2. Bruits liés à la jonction entre deux semi-conducteurs

Il existe deux grands types de bruits liés à la jonction de deux semi-conducteurs: le bruit d'avalanche et le bruit de grenaille ou «shot noise».

**II.3.1.2.1. Le bruit de grenaille:** Le bruit de grenaille ou bruit Schottky est caractérisé par la loi statistique de franchissement d'une barrière de potentiel, telle qu'une jonction, par des porteurs. Il s'agit d'un bruit blanc dont la densité spectrale est la suivante [17],[18].

$$S_i(f) = 4. K. T. \text{Re}(Y) - 2qI \quad (\text{III.11})$$

Où  $\text{Re}(Y)$  est la partie réelle de l'admittance de la jonction,  $T$  la température en Kelvin,  $k$  la constante de Boltzmann,  $q$  la charge élémentaire d'un électron et  $I$  le courant moyen.

Dans le cas d'une jonction d'admittance idéale  $\text{Re}(Y)=qI/kT$ , la densité spectrale de puissance devient:

$$S_i(f) = 2qI \quad (\text{III.12})$$

**II.3.1.2.2. Le bruit d'avalanche:** Ce bruit est dû à la rupture des liaisons atomiques dans le matériau engendrée par le fort champ électrique appliqué au niveau de la jonction polarisée en inverse. Sa densité spectrale de puissance est semblable à celle du bruit de grenaille multipliée par un facteur multiplicatif  $M$  compris entre 1 et 10:

$$S_i(f) = 2MqI \quad (\text{III.13})$$

### II.3.2. Bruit en excès

Les bruits de diffusion sont les bruits minimums générés par un échantillon semi-conducteur. Par rapport à ces sources de bruit blanc, il existe des sources de bruit supplémentaires qui sont extrêmement variées tant par leurs propriétés que par les causes qui leur donnent naissance. Ces sources de bruit sont directement liées à la présence de défauts dans les couches de semi-conducteur ou à l'interface entre deux couches de semi-conducteur. Le flux de porteurs qui se déplace dans ces zones sous l'action d'un champ électrique se trouve modifié de façon aléatoire, ce qui génère un bruit en excès. Il est donc, réductible puisque lié à l'existence de défauts: si le nombre de ces derniers est réduit, le bruit l'est aussi.

Les caractéristiques fondamentales des bruits en excès sont leur présence surtout aux basses fréquences et leur décroissance en fonction de la fréquence. Nous exposerons le bruit de génération-recombinaison, le bruit de scintillation ou bruit  $1/f$  et enfin le bruit RTS.

#### II.3.2.1. Bruit de Génération-Recombinaison:

Le bruit de génération-recombinaison est un processus qui traduit les phénomènes physiques au niveau du semi-conducteur qui génèrent un bruit de par leur impact sur le nombre de porteurs. Ce bruit est associé à la génération aléatoire de paires électrons-trous, ou à l'ionisation spontanée de centres dopants ou bien encore au phénomène de piègeage-

dépiégeage des porteurs sur des centres profonds liés à la présence d'impuretés ou de défauts dans le réseau cristallin [19].

Trois types de défauts possibles sont proposés comme étant à l'origine de ces fluctuations.

- Un défaut de type 'centre de recombinaison' provoque une capture successive d'électrons de la bande de conduction et de trous de la bande de valence.
- Un défaut de type 'centre de génération' provoque une émission successive d'électrons et de trous dans la bande de conduction et de valence.
- Un défaut de type 'piège à électrons ou à trous provoque l'émission et la capture alternative d'un même type de porteurs.

Comme les processus de génération-recombinaison sont aléatoires, c'est le nombre de porteurs qui fluctuent autour d'une valeur moyenne qui définit la conductance moyenne [20]. Ces fluctuations du nombre de porteurs produisent une fluctuation de la résistance et par conséquent une fluctuation du courant et/ou de tension. Ces variations sont appelées bruit de génération-recombinaison, noté bruit G-R, et dont la densité spectrale de courant peut s'exprimer sous la forme [21]:

$$S_i(f) = \frac{I^2}{nV} \frac{\overline{\Delta N^2}}{N} \frac{4\tau}{1 + \omega^2\tau^2} \quad (\text{III.14})$$

Où  $V$  est le volume du semi-conducteur,  $n$  la densité de porteurs de charges,  $I$  la valeur moyenne du courant,  $\Delta N$  la fluctuation du nombre de porteurs,  $\omega$  la pulsation, et  $\tau$  la constante de temps associée au processus de génération recombinaison, donnée par [22] :

$$\tau = \frac{1}{\sigma_n \bar{V}_{th} N_c} \exp\left(\frac{E_c - E_t}{KT}\right) \quad (\text{III.15})$$

Où  $E_t$  est l'énergie d'activation du piège considéré, il présente l'écart entre son niveau d'énergie  $E_t$  par rapport à celui de la bande de conduction  $E_c$ .

$\sigma_n$  sa section efficace de capture,  $V_{th}$  et  $N_c$  respectivement la vitesse thermique des électrons et la densité d'états de la bande de conduction.

### II.3.2.2. Bruit de scintillation ou bruit en 1/f

Le bruit de scintillation se caractérise par le fait que sa densité spectrale de bruit est sensiblement inversement proportionnelle à la fréquence; il est donc également appelé bruit en 1/f. Ses origines physiques ne sont pas véritablement établies tant les mécanismes précis impliqués dans ce type de bruit sont complexes. Quelle que soit son origine, le bruit en 1/f est directement dépendant du nombre de porteurs libres participant à la conduction dans le

matériau semi-conducteur. Deux théories s'affrontent, l'une expliquant que ce bruit est lié aux variations de la mobilité des porteurs participant à la conduction [23], l'autre s'appuyant sur des variations du nombre des porteurs dues aux processus de génération-recombinaison [24].

- Modèle basé sur la fluctuation du nombre de porteurs, proposé par Mc Whorter [24].

Ce modèle considère que le bruit en  $1/f$  est dû à des fluctuations  $\Delta N$  du nombre de porteurs  $N$  dans le semi-conducteur, provoquées par des processus de génération-recombinaison sur un continuum de niveaux pièges.

Si l'on considère que les constantes de temps de ces pièges sont réparties entre deux valeurs  $\tau_1$  et  $\tau_2$ , la densité spectrale de puissance  $S_N(f)$  s'écrit:

$$S_N(f) = \frac{\overline{\Delta N^2}}{\ln\left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)} \frac{1}{f} \quad (\text{III.16})$$

Où  $\Delta N^2$  est la variation quadratique moyenne du nombre de porteurs  $N$ .

- Modèle basé sur la fluctuation de mobilité, proposé par Hooge[25].

Le modèle de Hooge quant à lui considère que le bruit en  $1/f$  est régi par les fluctuations de la mobilité des porteurs[26]. C'est un modèle empirique dans lequel on suppose que le terme  $X(f)/X^2$  est inversement proportionnel au nombre total de porteurs ( $N$ ).

L'expression de la densité spectrale en courant du bruit en  $1/f$  est la suivante:

$$S_i(f) = \frac{\alpha_h}{fN} I^2 \quad (\text{III.17})$$

Où  $\alpha_h$  est un coefficient phénoménologique souvent dénommé le coefficient de Hooge,  $N$  le nombre de porteurs dans la région où le bruit est généré et  $f$  la fréquence d'analyse.

### II.3.2.3. Bruit en créneau ou RTS

Le bruit en créneau ou RTS est un type de bruit de génération recombinaison, il tire son nom de l'allure des formes d'ondes dont il est la cause. Il est caractérisé par un courant ayant deux états stables, qui ressemble à des signaux carrés bruités dont la fréquence de chaque état est aléatoire [27]. Dans les transistors bipolaires, le bruit RTS est souvent associé aux piégeage/dépiégeage d'un porteur près de la zone de charge d'espace de la jonction émetteur base conduisant à une modification aléatoire de la conductance [28]. Le spectre d'un signal RTS pur est lorentzien, il s'exprime par la relation suivante:

$$S_i(f) = \left(\frac{I}{N}\right)^2 \overline{\Delta N^2} \frac{4\tau}{1 + \omega^2\tau^2} \quad (\text{III.18})$$

Où  $\tau$  est le temps de relaxation,  $I$  est le courant moyen, et  $\Delta N^2$  est la valeur quadratique moyenne des fluctuations du nombre de porteurs.

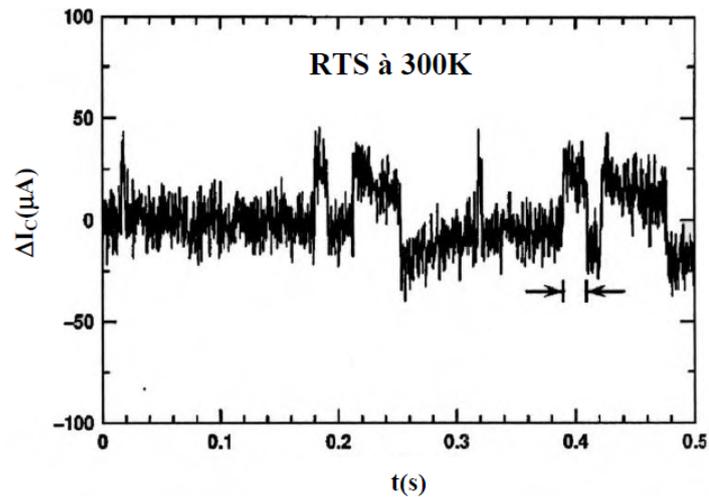


Figure III.1: Allure temporelle du bruit RTS

Le tableau III.1 résume les origines du bruit BF dans les composants semiconducteurs et les méthodes employées pour les réduire.

<b>Bruit basse fréquence (BF)</b>			
<b>Bruit basse fréquence (BF) non réductible</b>			
<b>Bruit</b>	<b>Origine</b>	<b>Méthode pour réduire ce bruit</b>	<b>Reference</b>
<b>Bruit thermique</b>	Agitation thermique des porteurs de charges	Introduire du germanium dans la base de HBT et choisir une épaisseur de base plus fine et un niveau de dopage plus élevé	[14], [15]
<b>Bruit d'électrons chauds</b>	variations de la mobilité et du coefficient de diffusion des porteurs lorsque	Choisir le composant minimisant ce bruit	[16]
<b>Bruit de grenaille</b>	Passage des porteurs à travers une barrière de potentiel.	(Dépend fortement de la qualité du semi-conducteur.)	[17], [18]
<b>Bruit basse fréquence (BF) réductible</b>			
<b>Bruit G-R</b>	Présence de défaut dans le semiconducteurs qui piègent puis dépiègent les porteurs.	Réduire le nombre et la densité des pièges mais dépend fortement de la qualité du semi-conducteur	[19]
<b>Bruit en créneaux</b>	Actuellement inconnue, mais c'est un cas spécifique du bruit G-R.	(Dépend fortement de la qualité du semi-conducteur.)	[28]
<b>Bruit en 1/f</b>	Actuellement inconnues, mais il a une relation avec la fluctuation du nombre des porteurs.	(Dépend la polarisation et de la surface d'émetteur (HBT))	[23], [24]

Tableau III.1: Tableau récapitulatif des origines du bruit dans les composants semi-conducteurs

## II.4. Décomposition d'un spectre en différentes composantes

Les différentes sources de bruit que nous venons de présenter contribuent indépendamment au spectre de bruit d'un transistor bipolaire. Un spectre de bruit est constitué donc de la somme de différentes composantes, chacune correspondant à un processus physique. La densité spectrale de bruit basses fréquences s'exprime sous la forme suivante:

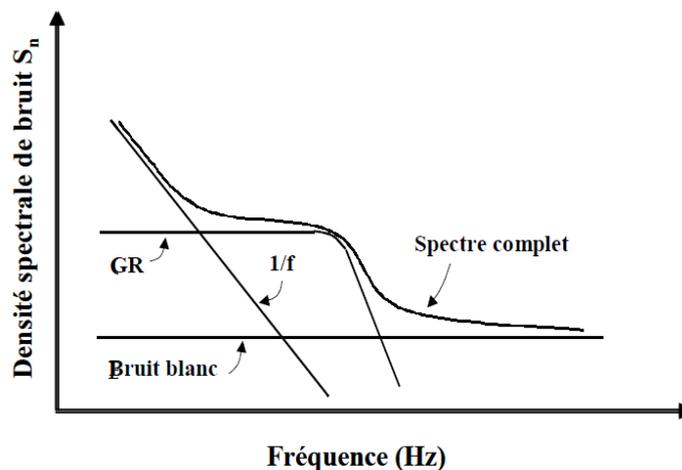
$$S_{\text{bruitBF}} = \sum S_{\text{bruit de diffusion}} + \sum S_{\text{bruit } 1/f} + \sum S_{\text{bruit GR}} \quad (\text{III.19})$$

Une expression globale peut s'écrire sous la forme suivante:

$$S_{IB} = 2qI_B + \frac{\alpha_H}{f} I^2 + \sum \frac{I^2}{n^2 V} 4n_t f_t (1 - f_t) \frac{\tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (\text{III.20})$$

Le premier terme de la relation correspond au bruit blanc, le second terme au bruit en 1/f attribué à la fluctuation du nombre de porteurs ou de leur mobilité, et le dernier représente la somme du bruit G-R qui correspond à la présence d'un ou plusieurs centres de génération/recombinaison ou à des pièges. Ces processus physiques créent des fluctuations de courant et de tension qui se manifestent dans le domaine spectral par des composantes dont l'amplitude diminue en général lorsque la fréquence augmente.

En effet, c'est vers les basses fréquences que le niveau du bruit global du composant a tendance à être le plus élevé. Au-delà d'une fréquence généralement inférieure à 1 MHz, le bruit en excès devient négligeable devant les composantes de bruit irréductibles (bruit de diffusion et bruit de grenaille). En conséquence, l'étude du bruit dans les dispositifs électroniques est particulièrement pertinente dans le domaine des basses fréquences (inférieurs à  $10^5$  Hz). Cette étude apporte énormément d'informations sur les différents processus physiques dans les composants électroniques.



**Figure III.2:** Évolution du spectre du bruit d'un transistor bipolaire en fonction de la fréquence

## II.5. Intérêt de l'étude du bruit aux basses fréquences dans les TBH ( $f < 1\text{MHz}$ )

Le bruit aux basses fréquences est une importante figure de mérite des composants micro-ondes, qui reflète les propriétés de transport des porteurs dans les composants semi-conducteurs [29]. En général, les processus physiques responsables de ces fluctuations sont liés à la présence des défauts au sein du composant [30], [31]. L'étude du bruit basses fréquences ( $< 1\text{MHz}$ ) constitue donc un puissant moyen de caractérisation des propriétés physiques des composants électroniques, il se montre très efficace pour détecter les défauts cristallins. En effet, en identifiant les diverses sources de bruit dans le composant et leur contribution au bruit total, il est possible de remonter aux origines physiques possible de ces sources en faisant appel à la physique des processus de transport. Ces informations peuvent être utilisées pour la détection des défauts avec une haute sensibilité [32].

Après avoir établi un panorama des sources de bruit existantes dans les semi-conducteurs nous allons dans cette partie du chapitre, rapporter une étude sur le bruit basse fréquence d'un transistor bipolaire à hétérojonction SiGe. L'étude vise à démontrer la sensibilité du bruit du composant à la présence des défauts d'implantation de la base extrinsèque dans la structure. Dans ce cadre, nous étudions les mécanismes physiques responsables du bruit dans le composant. Les sources de bruit seront systématiquement discutées en termes de fluctuation des porteurs. L'étude des différentes sources de bruit en fonction de la fréquence et leur dépendance du courant de base sera utile pour montrer la contribution essentielle des processus de piégeage et de dépiégeage à la génération du bruit  $1/f$  et du bruit Génération-recombinaison dans ces dispositifs.

## III. Modélisation du bruit basse fréquence d'un TBH SiGe

### III.1. Méthode de simulation du bruit basse fréquence sous ATLAS

Sous ATLAS [33], l'étude du bruit généré par le dispositif est effectuée en utilisant des simulations fréquentielles petit signaux. La simulation du bruit est une extension de l'analyse AC. En effet avant de procéder à la simulation du bruit du dispositif, des analyses AC sont automatiquement effectuées sur le composant. Le bruit du composant est modélisé en calculant le comportement équivalent des fluctuations de bruit à ces ports. Cette méthode consiste à utiliser des sources équivalentes de bruit extraites du transistor, et placées sur ses ports d'accès. Le bruit du composant est alors représenté par des faibles sources externes de bruit additionné aux composantes idéales.

La représentation la plus proche de la physique du semi-conducteur, consiste à associer le transistor étudié à un quadripôle bruyant. Dans ce cas, le dispositif réel est considéré comme un quadripôle idéal (non bruyant), le caractère bruyant est pris en compte par l'intermédiaire de deux sources de courant externes faible set aléatoire partiellement corrélés localisées en sortie et en entée du quadripôle (figure III.3).

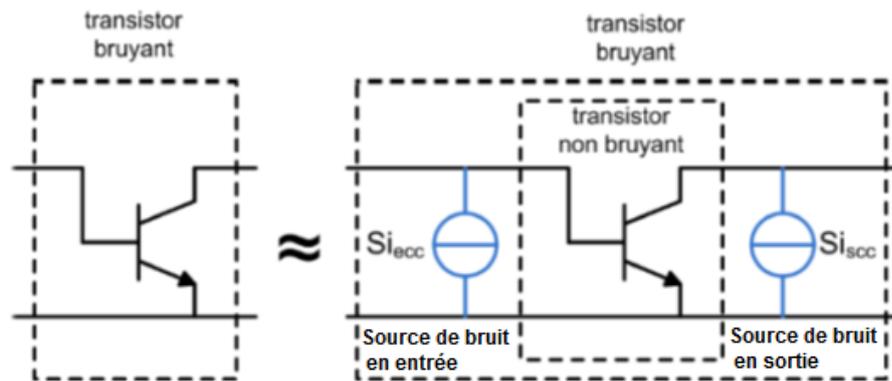
Les moyennes de ces sources de courant sont des zéro.

$$\langle \delta i_1(\omega) \rangle = 0 \quad \text{and} \quad \langle \delta i_2(\omega) \rangle = 0 \quad (\text{III.21})$$

La corrélation croisée de ces sources de bruit est donnée par:

$$\langle \delta i_1(\omega) \cdot \delta i_2(\omega)^* \rangle \quad \text{and} \quad \langle \delta i_2(\omega) \cdot \delta i_1(\omega)^* \rangle \quad (\text{III.22})$$

Cette méthode présente plusieurs avantages, elle permet d'analyser le bruit BF du transistor sans faire aucune hypothèse sur d'éventuelles sources de bruit internes.



**Figure III.3:** Transistor bruyant et son modèle avec des sources de bruit extrinsèques

### III.2. Etude du spectre du bruit aux basses fréquences d'un TBH SiGe ( $f < 10^5$ Hz)

La présentation des différentes sources de bruit BF et leurs origines physiques associées, rend compte de la complexité du phénomène de bruit dans les composants électroniques. La difficulté réside dans leur quantification, par rapport à leur nature, leur niveau et leur contribution au bruit total.

Nous allons commencer notre étude par l'identification des différentes sources de bruit susceptible d'être rencontrées dans les transistors bipolaires à hétérojonction SiGe et leur signature spectrale. L'objectif est d'appréhender la composition des spectres de bruit BF du composant étudié, afin de connaître la contribution des différentes sources de bruit et d'identifier les sources prédominantes. De façon générale, l'étude de densités spectrales de bruit a été effectuée sur la gamme 1-100 kHz pour des conditions de polarisation en courant de base  $100\text{nA} < I_b > 10\mu\text{A}$ .

### III.2. 1. Identification des sources de bruit dans un TBH SiGe sans défauts

La figure III.4 présente les spectres de bruit en courant de base  $S_{Ib}$  et en courant de collecteur  $S_{Ic}$  obtenue dans une plage d'analyse fréquentielle de [1Hz, 1kHz] pour un TBH sans défauts, polarisé avec un courant de base de l'ordre de  $1\mu A$  et une tension collecteur émetteur  $V_{ce}$  de 1V. On constate que la densité spectrale du bruit en entrée du transistor  $S_{Ib}$  évolue en décroissance logarithmique avec la fréquence sur toute la gamme de fréquence considérée. Le spectre  $S_{Ib}$  présente un bruit  $1/f$  dominant jusqu'à 1KHz, qui masque complètement le bruit thermique (bruit de diffusion) inférieur à  $10^{-24} A^2/Hz$ .

En ce qui concerne la densité spectrale en courant de collecteur  $S_{Ic}$ , on constate que cette dernière suit une dépendance en  $1/f$  à basse fréquence, suivi d'un plancher de bruit blanc pour des fréquences plus élevées. En effet, le bruit  $1/f$  est majoritaire aux basses fréquences, le plancher de bruit blanc présentant le bruit de diffusion n'est atteint qu'à partir de fréquences de l'ordre de  $10^4 Hz$ .

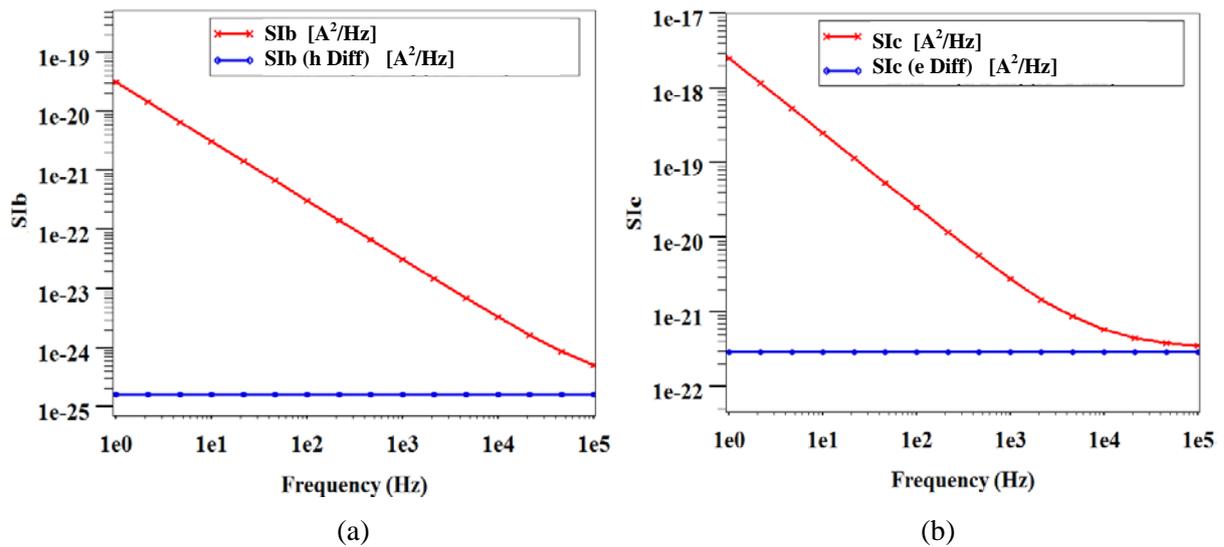
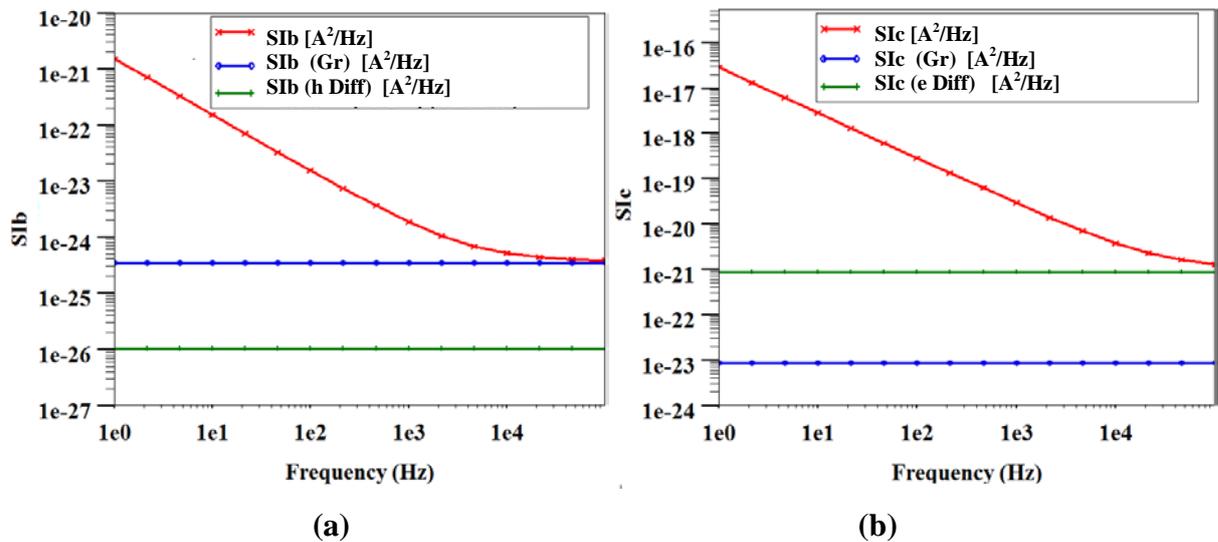


Figure III.4: Evolution de la densité spectrale de bruit (a) en courant de base  $S_{Ib}$ (b) en courant de collecteur  $S_{Ic}$

### III.2.2. Identification des sources de bruit dans les TBH SiGe avec des défauts d'implantation de la base

Les figures III.5 (a) et (b) présentent respectivement les spectres simulés  $S_{Ib}$  et  $S_{Ic}$  pour un TBH avec des défauts d'implantation positionnés au niveau de l'interface Base/Émetteur. Ces résultats sont obtenus pour un courant de base  $I_b$  de  $1\mu A$ , alors que la tension  $V_{ce}$  est maintenue à 1V.

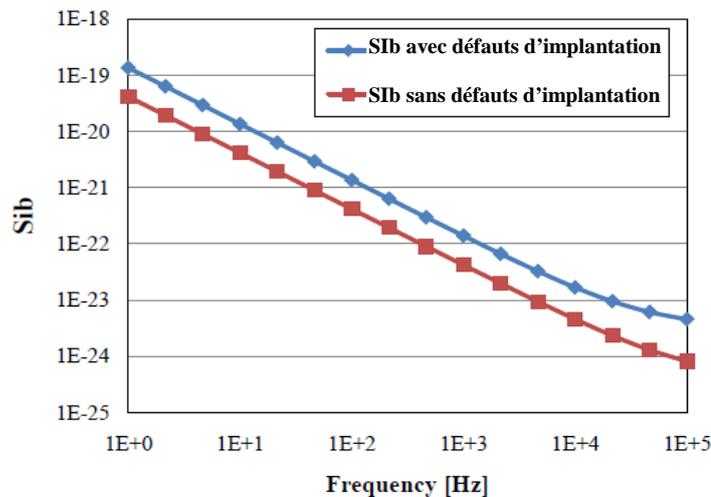
L'évolution des deux spectres  $S_{Ib}$  et  $S_{Ic}$  en fonction de la fréquence nous permet d'observer la signature du bruit BF en présence des défauts d'implantation. En ce qui concerne le spectre en courant de base  $S_{Ib}$ , on constate que ce dernier est composé d'une contribution de bruit en  $1/f$  pour les faibles fréquences à laquelle viennent se superposer une composante de bruit génération-recombinaison (GR) pour des fréquences plus élevées. En effet, à partir des fréquences de l'ordre de  $210^4$  Hz, des composantes de bruit de génération-recombinaison apparaissent, ce qui reflète l'activation des pièges présents dans le composant à température ambiante. La présence de défauts électriquement actifs dans les composants électroniques, donne naissance à des centres de génération-recombinaison qui se traduisent par un accroissement du bruit de génération recombinaison. Le bruit de diffusion étant trop faible par rapport au bruit de génération recombinaison (de l'ordre de  $10^{-26}$   $A^2/Hz$ ), il ne présente aucune contribution au spectre total  $S_{Ib}$ . D'un autre côté, on constate que la densité spectrale en courant de collecteur  $S_{Ic}$ , présente une composante prédominante de bruit en  $1/f$  pour les faibles fréquences, le bruit de diffusion n'est atteint que pour les fréquences supérieures à 50 KHz. Dans ce cas, on peut noter que la décroissance du bruit en  $1/f$  n'est perturbée par aucune composante de génération-recombinaison (G-R).



**Figure III.5:** Evolution de la densité spectrale de bruit (a) en courant base  $S_{Ib}$  (b) en courant de collecteur  $S_{Ic}$  pour un transistor bipolaire à hétérojonction avec défauts

La figure III.6 compare les spectres du bruit basse fréquence  $S_{Ib}$  pour deux TBH SiGe identiques: l'un avec des défauts d'implantation de base positionnés à la jonction base-émetteur et l'autre sans défauts. Les deux spectres  $S_{Ib}$  sont obtenus pour une tension  $V_{ce}$  fixe de 1V et un courant de base  $I_b$  de l'ordre de  $10\mu A$ . Comme prévu, on constate que le bruit basse fréquence  $S_{Ib}$  est étroitement lié à la présence de pièges localisés à la jonction base-

émetteur. Comme le montre la figure III.6, le niveau de bruit pour le TBH SiGe avec des défauts d'implantation est augmenté par un bruit cumulatif généré par les défauts électriquement actifs présent dans le composant. Nous pouvons alors affirmer que, ces sources de bruit supplémentaires augmentent le bruit de génération recombinaison et le bruit  $1/f$ . En effet, non seulement le bruit de génération recombinaison est sensible aux défauts d'implantation, mais le bruit  $1/f$  est également sensible à ces défauts. Ceci indique que les phénomènes de piégeage-dépiégeage induits par les centres de G-R à l'interface émetteur base jouent un rôle important dans la formation du bruit  $1/f$ .



**Figure III.6:** Comparaison de la densité spectrale de bruit en courant de base  $S_{ib}$  pour un TBH SiGe avec et sans défauts d'implantation de la base

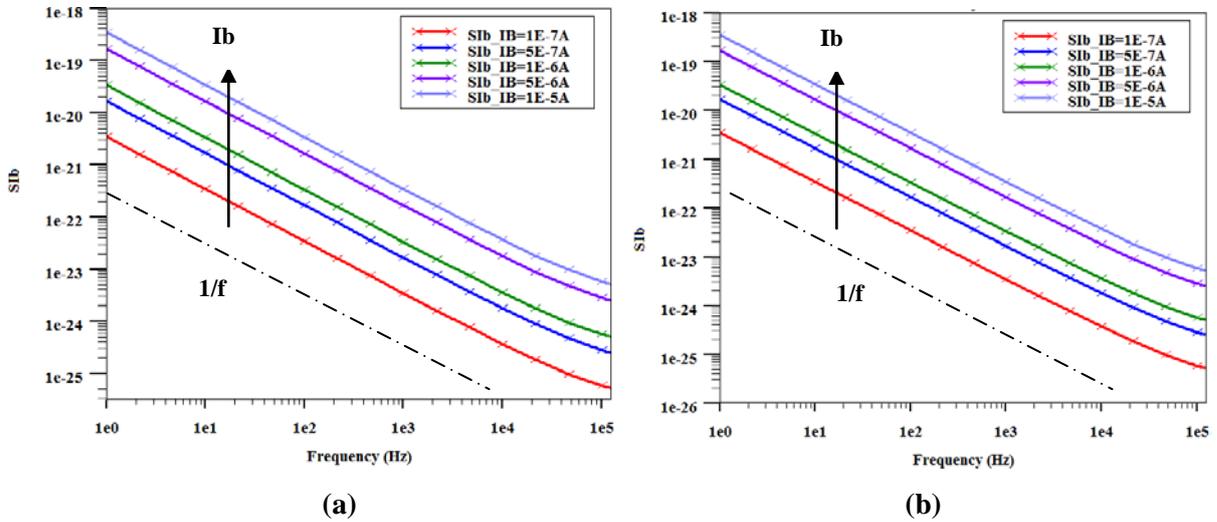
### III.2.3. Effet de la tension de polarisation

#### III.2.3.1. spectre d'un composant sans défauts

La figure III.7 reporte l'évolution de la densité spectrale de bruit associé au courant de base pour une gamme de polarisation en  $I_b$  variant de  $10^{-7}$  à  $10^{-5}$  A. La densité spectrale en courant base  $S_{ib}$  est obtenue pour un TBH SiGe sans défauts polarisé à deux tension  $V_{ce}$  0 et 2.5V. On constate que, le composant étudié présente un bruit  $1/f$  majoritaire en basses fréquences, le bruit blanc présenté par le bruit de diffusion n'est atteint que pour des fréquences au-delà de 10KHz.

Les sources de bruit, comme le bruit en  $1/f$  ou de diffusion, dépendent directement de la polarisation du composant. Comme on peut le voir sur la figure III.7, le niveau du bruit augmente en fonction du courant de base. Ainsi on peut remarquer qu'une polarisation en courant de base multipliée par un facteur cinq peut accroître le bruit équivalent d'un facteur d'environ dix, si on prend par exemple les cas  $I_b=1$  mA et  $I_b=5$  mA. Généralement, la densité

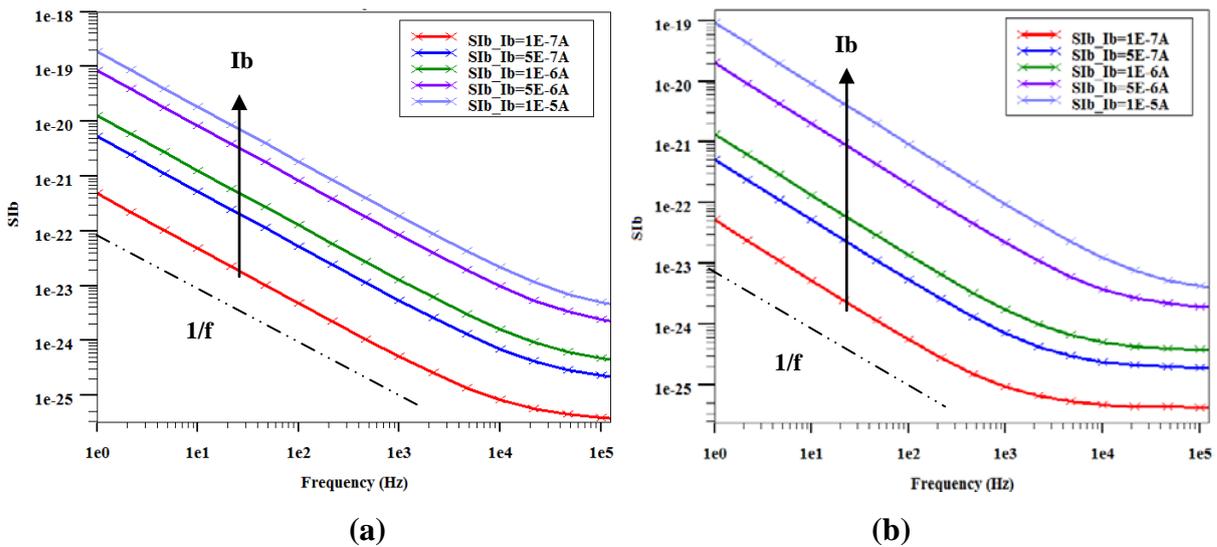
spectrale du bruit  $1/f$  est toujours proportionnelle au courant de base avec une puissance qui varie entre 1 et 2. La réduction du courant de polarisation doit logiquement réduire cette contribution de bruit.



**Figure III.7:** Evolution de la densité spectrale de bruit en courant base d'un TBH sans défauts en fonction de  $I_b$ : (a) Pour  $V_{ce}=0$ , (b) pour  $V_{ce}=2,5$

### III.2.3.2. Spectre d'un composant présentant des défauts d'implantation

La figure III.8 illustre l'évolution de la densité spectrale de bruit S<sub>ib</sub> en fonction du courant de base, pour un transistor présentant des défauts d'implantation polarisé à V<sub>ce</sub> égale à 0 et 2.5V. Les densités spectrales de bruit en courant de base sont obtenues pour différents niveaux de polarisations de courant de base allant de 0.1 μA à 10 μA.



**Figure III.8:** Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de base d'un TBH avec défauts en fonction de  $I_b$ : (a) Pour  $V_{ce}=0$ , (b) pour  $V_{ce}=2,5$

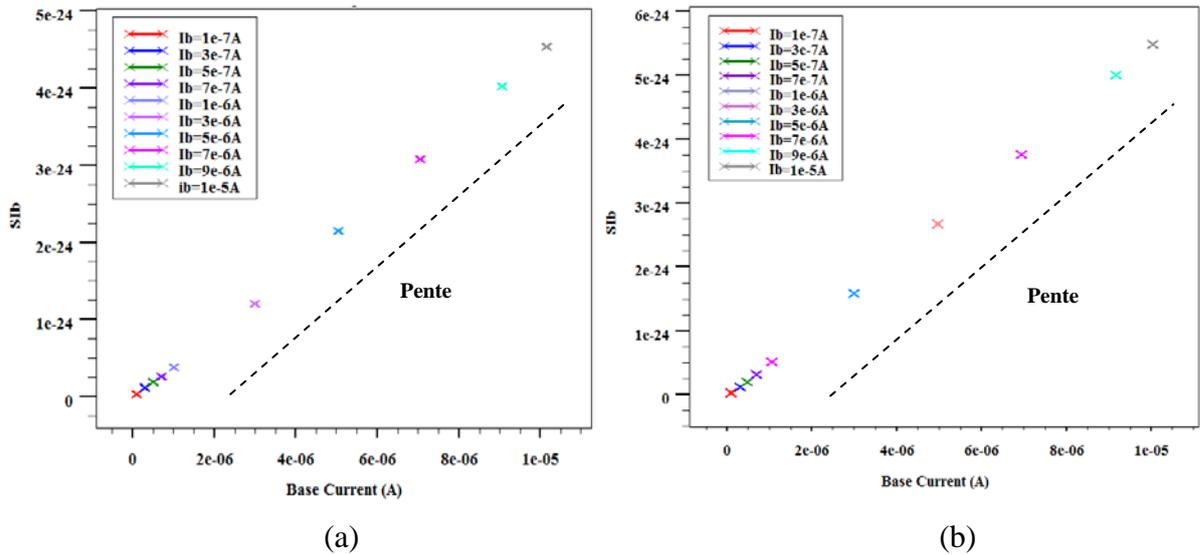
On constate que, le spectre de bruit basse fréquence du composant présente une tendance en  $1/f$  pour les faibles fréquences, à laquelle viennent se superposer une contribution du bruit de génération-recombinaison (GR). En effet, au fur à mesure que la fréquence augmente, la contribution du bruit  $1/f$  diminue, et le bruit commence à changer de nature: il devient de type bruit de G-R plutôt que bruit  $1/f$  (apparition de lorentzienne dans le spectre à faible polarisation). Cette contribution du bruit de génération-recombinaison plus visible pour une polarisation  $V_{ce}=2.5V$ , masque le bruit  $1/f$  dans les hautes fréquences selon la polarisation en courant de base. D'ailleurs nous constatons, que ces composantes du bruit génération-recombinaison sont plus visibles pour les faibles valeurs de courant de base. La diminution du courant de base augmente la probabilité d'occupation de pièges qui évolue exponentiellement avec la polarisation et la température. Il en résulte ainsi un déplacement du plateau de bruit GR vers les basses fréquences en raison de la croissance exponentielle des constantes de temps des pièges lorsque le courant de base diminue.

#### III.2.4. Dépendance du bruit BF en fonction du courant de base

Habituellement, la densité spectrale de bruit du courant de base ( $S_{Ib}$ ) est proportionnelle à celui-ci. Cette dépendance à l'égard du courant de base fournit des informations sur les origines physiques du bruit, elle est généralement une indication des processus physiques qui régissent ce courant [34].

La dépendance du bruit  $1/f$  du courant de base est classiquement utilisée afin d'identifier les sources de bruit dans les dispositifs considérés. Dans certaines études l'amplitude du bruit  $1/f$  est supposé proportionnelle au carré du courant de base ( $I_b^2$ ) [35], mais dans d'autres papiers, il a été rapporté que cette relation est plus complexe [36]. L'origine du bruit  $1/f$  résulte de différents controverses certains chercheurs estiment que la fluctuation de la mobilité des porteurs est à l'origine de ce bruit [37], tandis que d'autres considèrent que la présence de défauts dans le composants est la principale source de ce type de bruit [38].

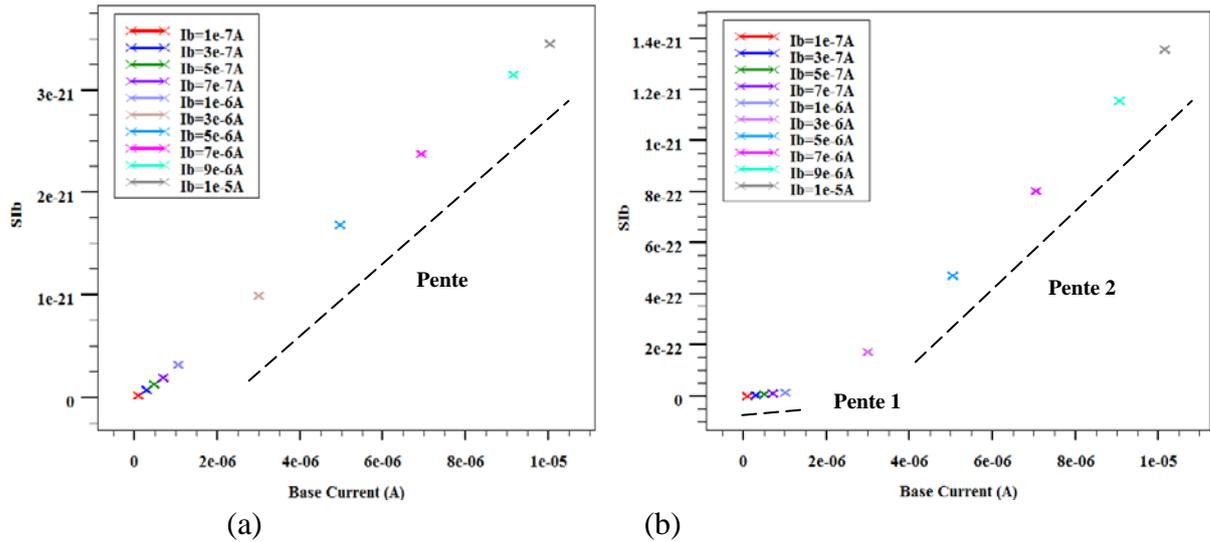
Afin de pouvoir identifier l'origine des processus physiques qui régissent le bruit BF dans le TBH SiGe étudié, nous mettons en évidence une éventuelle relation entre la densité spectrale du bruit de base  $S_{Ib}$  et le courant de base. Dans ce cas, nous traçons l'évolution du bruit BF en fonction du courant de base du composant étudié avec et sans défauts pour deux fréquences (100Hz et 100KHz). Le bruit BF pour ces deux fréquences correspond à une source de bruit différente, bruit  $1/f$  pour la fréquence 100Hz et bruit de diffusion ou de génération recombinaison pour la fréquence de 100KHz.



**Figure III.9:** Evolution de la densité spectrale en courant base  $S_{Ib}$  (a) sans défauts, (b) avec défauts pour une fréquence 100KHz.

Les figures III.9 (a) et (b) résument l'évolution de la densité spectrale  $S_{Ib}$  en fonction du courant de base, pour une fréquence 100KHz. Les résultats sont obtenus pour deux transistors un sans défauts d'implantation, et l'autre avec des défauts d'implantation placés au niveau de l'interface Emetteur /Base polarisés à une tension  $V_{ce}$  égale à 1V. On constate que dans le cas d'une structure sans défauts la densité spectrale  $S_{Ib}$  présente une évolution linéaire en fonction du courant de base  $I_b$  suivant la loi:  $S_{Ib} \propto I_b^1$ . Pour cet ordre de grandeur de fréquences et en absences des défauts d'implantation, les mécanismes de conduction dans le composant sont principalement liés à la diffusion des porteurs. Ceci signifie que dans cette gamme de fréquence, le bruit est probablement associé à des fluctuations de mobilité ou de diffusion des porteurs.

D'autre part, on constate en présence des défauts d'implantation, lorsque le bruit basse fréquences est associé aux phénomènes de génération-recombinaison, le bruit obéit à une dépendance quadratique en fonction du courant  $I_b$  sur toute la plage du courant de base considéré. Le bruit présente une progression respective proche de  $I^2$  c'est à dire que  $S_{Ib} \propto I_b^\alpha$  avec  $\alpha$  proche de 2,1. Cette dépendance correspond à priori, à un bruit provenant des fluctuations du nombre de porteurs due aux phénomènes génération-recombinaison sur les pièges situés à l'interface base/émetteur.



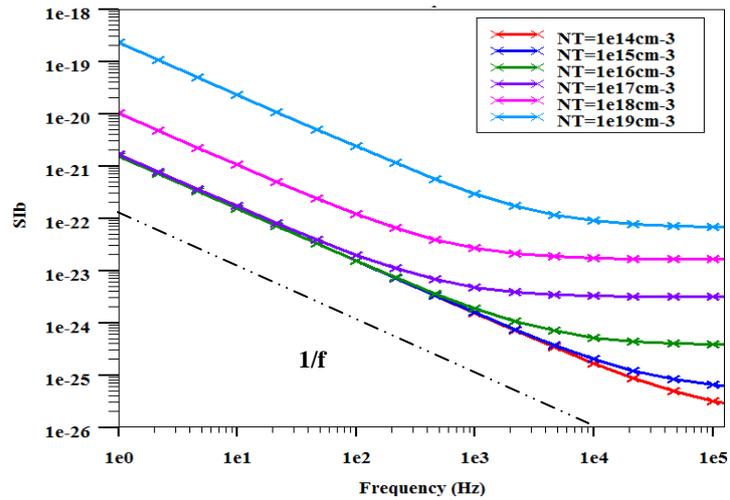
**Figure III.10:** Evolution de la densité spectrale en courant base  $S_{Ib}$  (a) sans défauts, (b) avec défauts pour une fréquence 100Hz.

Sur la figure III.10 nous avons tracé la variation de  $S_{Ib}$  en fonction du courant de base  $I_b$  relevée à 100 Hz en fonction du courant de base  $I_b$  pour une tension  $V_{ce}$  égale à 1V. Comme, nous l’avons déjà présenté auparavant, le bruit du composant pour cet ordre de grandeur de fréquence (100Hz) est dominé par un bruit  $1/f$ . En ce qui concerne l’évolution du bruit sans la présence des défauts d’implantation, nous pouvons remarquer que la densité spectrale en courant de base  $S_{Ib}$  ne présente qu’une seule évolution linéaire en fonction du courant de base. En présence des défauts d’implantation par contre, on constate dans cette gamme de fréquence que la densité spectrale en bruit  $1/f$ , présente deux évolutions distinctes. Pour les faibles valeurs de courant de base, la densité spectrale  $S_{Ib}$  présente une dépendance quadratique en fonction du courant de base ( $I_b \sim 2.14$ ). Toutefois, pour des courants de base plus importants la densité spectrale du bruit de base présente une évolution linéaire avec une pente de 1.12 en fonction du courant de base.

Les résultats obtenus tendent donc à confirmer que le bruit  $1/f$  associé au courant de base du composant est bien la résultante de deux sources de nature différentes. Une, davantage associée aux fluctuations de la mobilité des porteurs pour les fortes polarisations, et une autre source de bruit associée aux fluctuations du nombre de porteurs participant à la conduction probablement dues à des phénomènes de piégeages et dépiégeages à faible polarisation.

### III.2.5. Modélisation de l’influence des défauts d’implantation sur le bruit BF

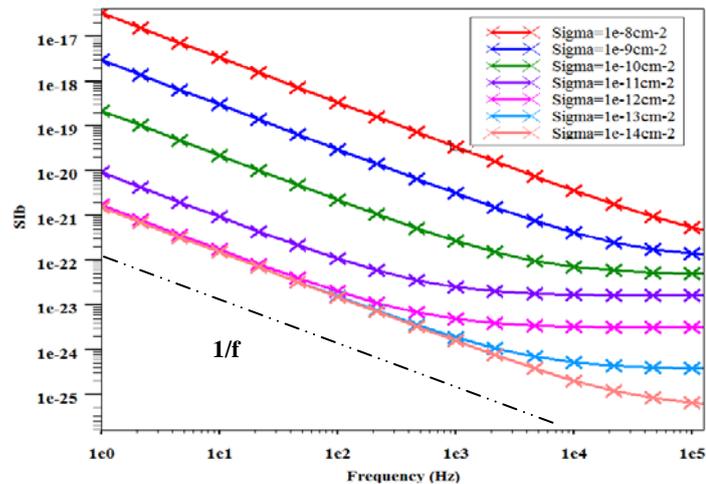
#### III.2.5.1. Influence de la concentration des défauts



**Figure III.11:** Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de base en fonction de la concentration des défauts

La figure III.11 présente les densités spectrales Sib pour un transistor bipolaire à hétérojonction présentant différentes concentrations de défauts d'implantations localisés au niveau de l'interface de la jonction base/Emetteur. Pour le bruit de génération-recombinaison, on constate que ce dernier augmente en fonction de la densité des défauts d'implantation. Le composant qui présente les plus fortes concentrations des défauts  $N_T$  présente également les plus forts niveaux de bruit en excès. Cette tendance peut simplement s'expliquer par l'augmentation des mécanismes de génération recombinaison en fonction de la concentration des défauts. En ce qui concerne le bruit en  $1/f$ , nous ne pouvons observer de modification de ce dernier qu'à partir de concentrations supérieures ou égales à  $N_T=10^{17} \text{ cm}^{-3}$ . En augmentant la densité effective des défauts  $N_T$ , le bruit en  $1/f$  augmente également.

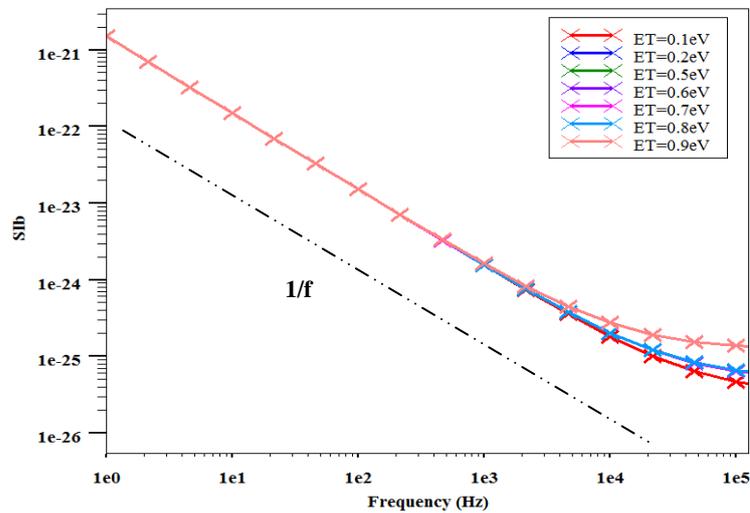
### III.2.5.2. Influence de la section de capture des défauts



**Figure III.12:** Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de base en fonction de la section de capture des défauts

La figure III.12 présente quant à elle le bruit aux basses fréquences d'un transistor bipolaire à hétérojonction obtenus pour différentes sections efficaces de capture des trous  $\sigma_p$ . Pour le bruit de génération-recombinaison, on constate que ce dernier augmente en fonction de la section de capture des défauts. L'amplitude du bruit est d'autant plus importante pour les sections de capture les plus élevées. Plus la section efficace de capture augmente plus le centre intervient facilement dans le processus de génération-recombinaison. En ce qui concerne le bruit  $1/f$ , ce dernier augmente également en fonction des sections de capture des défauts. Cette augmentation n'est observable que pour des sections de capture supérieures à  $10^{-13} \text{cm}^2$ .

### III.2.5.3. Influence de l'énergie d'activation des défauts



**Figure III. 13:** Evolution de la densité spectrale de bruit en courant de base en fonction de l'énergie d'activation des défauts

Enfin nous avons tracé l'évolution du bruit aux basses fréquences d'un transistor bipolaire à hétérojonction obtenus pour différentes énergie d'activation sur la figure III.13. Nous constatons que la densité spectrale en courant de base  $S_{ib}$  est minimale lorsque le niveau d'énergie du défaut est plus proche de la bande de valence. En effet, plus le piège est localisé près la bande de la valence; plus la capture de trous devient plus facile. Nous observons alors une réduction du bruit génération recombinaison. En ce qui concerne le bruit  $1/f$ , nous constatons que l'énergie d'activation du défaut n'a aucune influence notable sur l'amplitude de ce dernier.

La présence des défauts d'implantation dans le composant à une influence directe sur le bruit de génération-recombinaison. Cette influence est attribuée à l'activation de pièges ou à l'augmentation de la densité ou de la section de capture des défauts. L'influence des défauts

d'implantation est par contre limitée sur le bruit  $1/f$ . En effet, ceci confirme que ce dernier est en plus d'être lié aux fluctuations du nombre de porteurs participant à la conduction due aux phénomènes de génération-Recombinaison dans le composant, il est associé à un autre phénomène de nature différente: la fluctuation de la mobilité des porteurs.

#### **IV. Conclusion**

L'enjeu principal de ce chapitre s'articule sur l'étude du bruit basse fréquences dans les TBH SiGe. L'objectif étant l'identification des différentes sources de bruit BF susceptibles d'altérer les performances de ces composants.

Dans un premier temps nous avons analysé le spectre du bruit BF généré dans ce type de composant. Nous avons relevé les différentes sources de bruit ainsi que leurs signatures spectrales. Nous avons observé que le bruit en  $1/f$  est le bruit en excès dominant le bruit basses fréquences du composant. La contribution du bruit de génération-recombinaison est détectée en présence des défauts d'implantation de la base pour des fréquences élevées.

Les analyses de bruit en fonction du courant de base, ont dévoilé les origines possibles du bruit BF dans le composant étudié. Les résultats obtenus tendent à confirmer que le bruit  $1/f$  associé au courant de base du composant est bien la résultante de deux sources de nature différente. Ainsi, à fort courant, nous avons associé ce bruit à la fluctuation de la mobilité des porteurs alors qu'à faible courant nous pensons qu'il est plutôt associé à une fluctuation de nombre de porteurs participant aux phénomènes de piégeage-dépiégeage des porteurs.

Enfin nous avons mis en évidence l'influence des caractéristiques électriques des défauts d'implantation sur les différentes composantes du bruit basse fréquence. Il a été observé que les performances en bruit basse fréquence du HBT étudié sont pénalisés par les défauts introduit lors de l'implantation de la base. La simulation prédit une augmentation du niveau de bruit BF en présence de ces défauts. Dans ce cadre nous avons observé que non seulement le bruit de génération recombinaison est sensible aux défauts d'implantation, mais également que le bruit  $1/f$  est sensible à ces défauts.

## Références bibliographiques

- [1] L.S. Vempati, J.D. Cressler, F. A.Babcock, R.C. Jaeger and D.L. Hareme, “Low frequency noise in UHV/CVD epitaxial Si and SiGe bipolar transistors”, IEEE J. Solid State Circuits, pp.1458-1467, 1996.
- [2] Y. Haddab , A. P. Friedrich and R. S. Popovic, “Observation of dopant vacancy defects by low-frequency noise measurements in heavily doped n+/p+ silicon diodes”, Solid-State Electronics, vol. 43, pp. 413-416, 1995.
- [3] C. Ciofi and B. Neri, “Low-frequency noise measurements as a characterization tool for degradation phenomena in solid-state devices” J. Phys. D: Appl.Phys, Vol. 33, pp.R199-R216, 2000.
- [4] L.K.J. Vandamme, “Low Frequency Noise as a diagnostic tool for reliability and quality assessment of electronic devices”, Noise in Materials, pp.67-96, 1994.
- [5] “IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms” Wiley Interscience, New York, 1997.
- [6] S.M.Sze, “Physics of Semiconductors Devices”, Ed. John Wiley & Sons, 1981.
- [7] L.K.J. Vandamme, “Low Frequency Noise as a diagnostic tool for reliability and quality assessment of electronic devices”, Noise in Materials, vol.41, N°.11, pp.67-96,1994.
- [8] G. Blasquez, “General aspects of Noise Phenomena–Application to surface noise”, North Holland, Elsevier Science, pp.363-398, 1986.
- [9] A. Van Der Ziel, “Noise in solid state devices and circuits “, John Wiley and sons, 1986.
- [10] F. de Coulon, “Théorie et traitement des signaux” Presse Polytechnique Romandes, ISBN 2 604 00008 3, 1984.
- [11] A.B. Carlson, P. B. Crilly, J. C. Rutledge,“An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication” McGraw-Hill series in Electrical and Computer Engineering, ISBN 0 07 011127 8, 2002.
- [12] P. Tuzlukov, “Signal Processing Noise”, The electrical engineering and applied signal processing series, ISBN 0 8493 1025 3, 2002.
- [13] A. Van der Ziel, “Noise. Sources, Characterization, Measurement”, Prentice Hall, ISBN: 978-0136231653, March 1971.
- [14] F.N.H. Robinson, “Noise and fluctuations“, Clarendon Press Oxford.
- [15] A. VAN DER Ziel, “Thermal noise in field effect transistor”, proceeding IRE, Vol 50, pp.1808-1812, aout 1962.

- [16] J. P. Nougier, "Fluctuations and Noise of Hot Carriers in Semiconductor Materials and Devices", IEEE Trans. on Elect. Dev, vol. 41(11), pp.2034-2049, November 1994.
- [17] A. VAN DER Ziel, "Theory of shot noise in junction diodes and junction transistors", Pro.IRE, 43:1639-1646,1955.
- [18] G. NIU,"noise in SiGe HBT RF technology physics modeling and circuit application", proceedings of the IEEE, 93(ç), pp.583-1597, 2005.
- [19] K. Kandiah, "Low Frequency Noise Mechanisms in Fild Effect Transistors", Noise in Physical Systems and Flicker Noise, pp.19-25, 1985.
- [20] V. Mitin, L. Reggiani and L. Varani, "Generation-recombination noise in semiconductors", In Noise and Fluctuations Control in Electronic Devices, American Scientific Publishers, ISBN 1 5888 3005 5, pp.11-29, 2002.
- [21] G. Bosman, R. J. J. Zijlstra, "Generation-recombination noise in p-type silicon"Solid State Electronics, vol. 25(4), pp.273-280, 1982.
- [22] A. Rennane, "Caractérisation et modélisation du bruit basse fréquence des composants bipolaires et à effet de champ pour applications micro-ondes", Thèse de doctorat, Paul Sabatier deToulouse, Décembre 2004.
- [23] F. N. Hooge, "1/f Noise Sources", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 41, N°11, pp. 1926-1935, November 1994.
- [24] A.L. MC Whorter, "1/f Noise and germanium surface properties", Semiconductor Surface Physics, pp.207-228, 1957.
- [25] F. N. Hooge, T. G. M. Kleinpenning, L. K. J. Vandamme, "ExperimentalStudies on 1/f noise", Report on Progress in Physics, Vol. 41, N°41, pp. 479-532, 1981.
- [26] K.H. DUH and A. VAN DER ZIEL,"Hooge parameters for various FET structures", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 32, N° 3, pp. 662-666, 1985.
- [27] S.T. HSU, R.J. WHITTIER and C.A. MEAD, "Physical model for burst noise in semiconductor devices", Solid-State Electronics, vol. 13, pp. 1055-1071, 1970.
- [28] L. Militaru, A. Souifi, M.Mouis, G. Brémond, "RTS noise in submicron SiGe epitaxial base bipolar transistors" Microelectronics Reliability, vol. 40 (8-10), pp. 1585-1590, 2000.
- [29] T.G.M. Kleinpenning and L. K. J. Vandamme, "Model for 1/f noise in metal-oxide-semiconductor transistors" J. Appl. Phys., vol. 52, pp. 1594, 1981.
- [30] M.J.J. Buckingham, "Noise in Electronic Devices and Systems" Ellis Horwood, Series in Electrical and Electronic Engineering, ISBN: 978 0470201640, June 1985.
- [31] L.K.J. Vandamme and R. P. Tijburg, "1/f noise measurements for characterizing multispot low ohmic contacts" J. Appl. Phys., vol. 47, pp. 147, 1976.

- [32] L.K.J. Vandamme, “Noise as a diagnostic Tool for Quality and Reliability of Electronic Devices“, IEEE Trans on ED, Vol 41, N° 11, pp. 2176-2187, November 1994.
- [33] Atlas User’s Manual device simulation software.
- [34] H.A.W. Markus and T.G.M. Kleinpenning, “Low frequency noise in polysilicon emitter bipolar transistors”, IEEE.Trans Electron Devices, pp.720-727, 1995.
- [35] J. Tang, G. Niu, Z. Jin,J. D. Cressler, S. Zhang, A. J. Joseph, and D. L. Harame, “Modeling and characterization of SiGe HBT low-frequency noise figures of merit for RFIC applications”, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques,pp.2467-2473, 2002.
- [36] F. M. Klaassen, “Characterization of low 1/f noise in MOS transistors”, IEEE Trans. Electron Devices, Vol. 18 (10), pp. 887, 1971.
- [37] S. Jouan, R.Planche, H.Baudry, P.Ribot, J. A. Chroboczek, D.Dutartre, D.Gloria, M. Laurens, M. Llinares, A. Marty, C. Monroy, R. Morin, A. Pantel, J. Perrotin, O.ePontcharra, J. L. Regolini,G. Vincent, and A.Chantre, “A High-Speed Low 1/f Noise SiGe HBT technology Using Epitaxially-ligned Polysilicon Emitters”, IEEE Trans, On Electron Devices,pp.1525-1531, 1999.
- [38] N. Lukyanchikova, N.Garbar, M.Petrichuk, J. F. W. Schiz and P.Ashburn, “The Influence of BF<sub>2</sub> and F Implants on the 1/f Noise in SiGe HBTs with a Self-Aligned Link Base”, IEEE. Trans. on Electron Devices, pp. 2808-2815, 2001.

# Chapitre 4

## **Modélisation du bruit de phase dans les oscillateurs à base de TBH SiGe et des phénomènes de conversion du bruit de substrat**

---

## I. Introduction

Dans presque tous les systèmes RF les oscillateurs présentent l'un des blocs de base qui interviennent dans la production, le transport et la détection de l'information. Dans ces systèmes la pureté spectrale des oscillateurs est le paramètre limitatif de la qualité de l'information puisque leurs bruits se superposent au signal utile [1]. De ce fait, les spécifications des oscillateurs en terme de bruit de phase sont de plus en plus strictes afin d'améliorer les performances de ces systèmes. Aujourd'hui, le développement des systèmes RF exige de prendre un maximum de précautions dès la phase de conception des sources micro-ondes, afin de permettre l'amélioration de leur pureté spectral [2].

Le but de ce chapitre est l'analyse du bruit de phase d'un oscillateur LC, construit autour d'un transistor bipolaire à hétérojonction SiGe. Nous débutons notre étude par un rappel de quelques éléments de théorie sur les oscillateurs. Cet exposé théorique sera suivi d'une présentation du bruit de phase. Nous présentons les différentes approches et les méthodes d'analyse du bruit de phase dans les oscillateurs.

Dans un second temps, nous procédons à une analyse en mode mixte d'un oscillateur LC, construit autour d'un transistor bipolaire à hétérojonction SiGe. Nous nous intéressons à déterminer les conditions nécessaires à l'existence d'oscillations ainsi qu'à leur démarrage dans un tel oscillateur. L'importance des performances en bruit de phase des oscillateurs dans les systèmes de communication modernes, nous ramène directement au deuxième objectif de ce chapitre qui consiste à étudier le bruit de phase d'un oscillateur à résonateur de type LC, à base de transistor bipolaire à hétérojonction SiGe. Cette étude basée le modèle linéaire dépendant du temps (LTV) d'Hajimiri nous permettra d'avoir une idée du potentiel en termes de bruit de phase de ces oscillateurs. Ce modèle tient compte des phénomènes variables au cours du temps ayant une influence sur le bruit de phase d'un oscillateur. Il propose une technique de calcul du bruit de phase fondée sur une étude de la sensibilité de la phase de l'oscillateur en fonction du temps.

Enfin, notre travail se terminera avec l'étude d'une autre source du bruit responsable du bruit de phase dans les oscillateurs à savoir le bruit généré par le substrat. Les perturbations substrat, suffisamment fortes, engendrent des fluctuations de la sensibilité de l'oscillateur. Cette sensibilité, définie comme la variation de la fréquence sera étudiée dans le domaine fréquentiel.

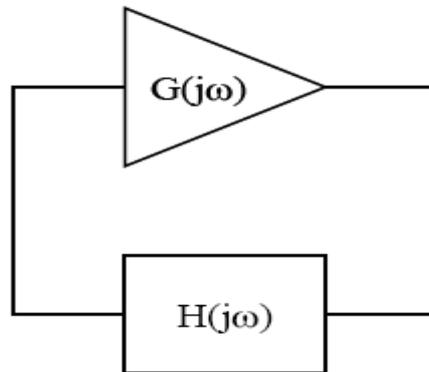
## II. Eléments de théorie sur les oscillateurs

### II.1. Théorie des oscillations

Un oscillateur est par définition un circuit générant à partir d'une source d'énergie continue un signal périodique à fréquence constante ou variable. Comme tous les systèmes oscillants, les oscillateurs (électriques) transforment une énergie à la fréquence nulle en une énergie à la fréquence du résonateur. Dans les systèmes de communications, les oscillateurs ont plusieurs applications, telles que la génération d'une fréquence de référence ou encore la modulation du signal à émettre.

#### II.1.1. Conditions d'oscillations

On modélise souvent un oscillateur par un système bouclé, qui n'est autre que l'approche en transmission représenté sur la Figure IV.1 [3]. Le système est généralement constitué d'un circuit actif à base de transistors contre-réactionné par un circuit résonant passif, souvent de type inductance-capacité (LC) qui détermine la fréquence d'oscillation. Le circuit actif, assure l'amplification, la stabilisation du signal par saturation, et serve à compenser les pertes de la partie résonnante. Un équilibre s'établit en raison des limitations qu'impose le circuit actif par ses non-linéarités à une onde croissante.



**Figure IV.1:** Schéma en boucle fermé d'un oscillateur

Cet ensemble peut constituer un système oscillant sous certaines circonstances qui se traduisent par un équilibre énergétique (l'énergie fournie par la partie active est totalement dissipée par le résonateur). Cela revient donc à satisfaire les conditions suivantes appelées critère de Barkhausen. Une oscillation entretenue à la fréquence  $f_0$  existe dans ce dispositif si :

$$|G(j\omega).H(j\omega)| = 1 \quad (\text{IV.1})$$

$$\arg\{G(j\omega).H(j\omega)\} = 0 \pm 2k\pi \quad k \in \mathbb{N} \quad (\text{IV.2})$$

En pratique,  $G(j\omega)$  représente la fonction de transfert de l'élément actif de l'oscillateur qui assure l'amplification et la saturation du signal nécessaire à l'oscillation du dispositif.  $H(j\omega)$  est la fonction de transfert de la cellule de réaction passive qui joue le rôle de sélection et de stabilisation de la fréquence d'oscillation.

### II.1.2. Conditions de démarrage d'un oscillateur

Généralement, une oscillation démarre par l'amplification du bruit des éléments de la boucle [4]. En effet à l'équilibre, il n'y a, a priori pas de transfert d'énergie entre les différents éléments du circuit, celui-ci est dans un puits de stabilité. C'est, en fait, le bruit intrinsèque des composants (l'agitation thermique des électrons), qui est un phénomène aléatoire, qui déséquilibre le dispositif. Ce déséquilibre est ensuite amplifié par le gain de la boucle et l'oscillation peut alors démarrer. Pour mettre en place l'oscillation, il faut avoir une amplification supérieure aux pertes du résonateur. Ce phénomène se traduit par un gain de boucle  $G \times H$  bien supérieur à l'unité.

$$G(j\omega) \cdot H(j\omega) > 1 .$$

Une fois l'oscillation du dispositif assurée, les principales performances d'un l'oscillateur sont définies comme étant :

- la fréquence d'oscillation
- la puissance délivrée à cette fréquence
- le niveau de bruit de phase

### II.2. Oscillateurs à circuit résonant de type LC Colpitts

Le schéma de principe de l'oscillateur Colpitts est présenté sur la figure IV.2. Un oscillateur de type Colpitts est basé sur un diviseur capacitif dans le réseau de contre réaction. La résistance  $R_{eq}$  modélise les pertes due aux résistances en série dans l'inductance

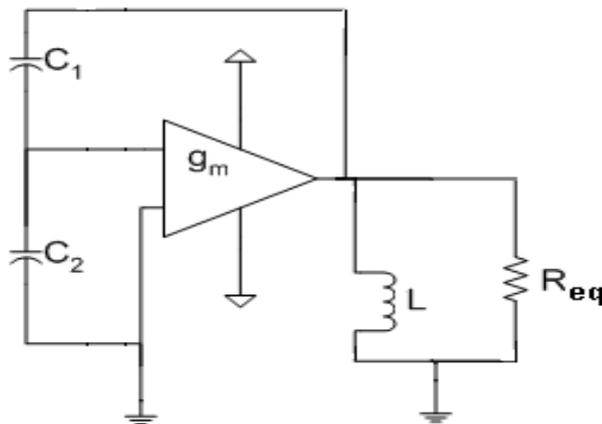


Figure IV.2: Schéma d'un oscillateur Colpitts

Si on considère le dispositif actif comme un transistor dont l'impédance de charge d'entrée dans la source est  $1/g_m$ . Le système oscille si les pertes résistives dans le circuit résonateur, sont compensées par une résistance négative produite par l'élément actif.

La résistance parallèle équivalente est alors donné par :

$$R_p = \frac{\left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)}{g_m} \quad (\text{IV.3})$$

La fréquence de résonance pour l'oscillateur Colpitts est donnée par :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \left( \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)}} \quad (\text{IV.4})$$

Un oscillateur de type Colpitts présente de nombreux avantages, il a d'excellentes performances en termes de bruit, une bonne stabilité en fréquence et une consommation faible. Toutefois l'inconvénient des oscillateurs Colpitts est qu'ils peuvent exiger de grandes capacités ou inductances pour obtenir les fréquences de résonances désirées [5]. De tels éléments passifs peuvent présenter des parasites et limiter l'application de ces oscillateurs

### II.3. Oscillateur: intérêt des transistors SiGe

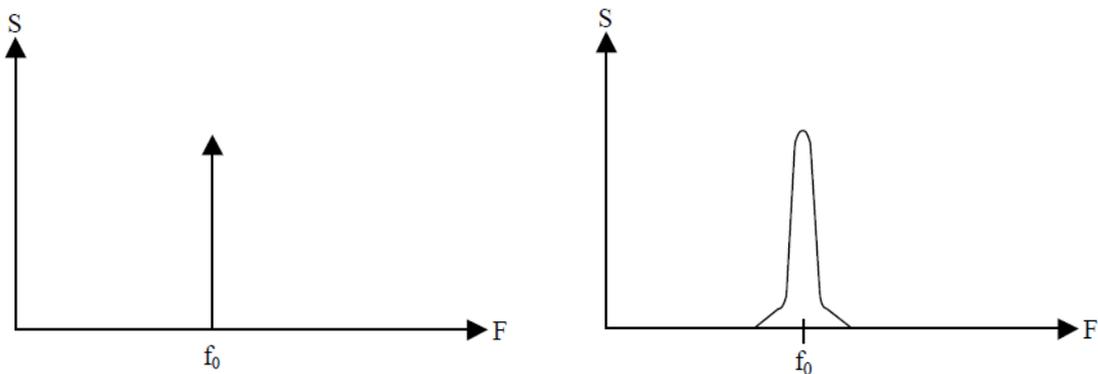
Dans la gamme basse des fréquences micro-ondes, les transistors bipolaires tout Silicium représente le meilleur choix pour la réalisation d'un oscillateur. Le BJT Si possède l'avantage principal de présenter un très faible bruit basse fréquence. Ou des performances en bruit meilleures que celles obtenues avec un MESFET peuvent être atteintes. Toutefois, l'inconvénient majeur du BJT Si est de voir son gain diminuer de manière conséquente pour des fréquences supérieures à quelques GHz. En effet, pour faire fonctionner un transistor bipolaire dans la gamme des RF (voir micro-ondes), il est nécessaire soit de réduire sa résistance de base, soit de réduire sa capacité base-collecteur. Pour contourner ce problème, la recherche a été orientée vers la réalisation de transistors bipolaires à hétérojonction (TBH). La combinaison de matériaux (hétérojonction) permet de réduire la résistance de base en surdopant la base. L'addition de Ge permet l'augmentation des propriétés en gain et en fréquence du composant sans dégrader ses caractéristiques en bruit BF [5]. Des oscillateurs présentant d'excellentes performances en terme de bruit de phase ont pu être développés à l'aide d'amplificateurs à base de transistors SiGe [6].

### III. Le bruit de phase dans les oscillateurs

#### III.1 Principe de génération

Le bruit de fond présent dans tout système électronique est le résultat de la superposition d'un très grand nombre d'impulsions élémentaires aléatoires. Un oscillateur, comme tout système électronique est soumis aux fluctuations induites par les imperfections des composants (actifs, passifs...). Ces fluctuations peuvent impliquer une variation de la phase des oscillateurs, on parle alors de bruit de phase. La variation de phase (domaine temporel) correspond à une variation de fréquence  $\Delta f$  dans le domaine fréquentiel. Il apparaît alors des fluctuations autour de la porteuse  $f_0$ , qui résultent en une variation aléatoire de la fréquence du signal de sortie de l'oscillateur [7].

Le spectre idéal du signal de sortie d'un oscillateur est théoriquement composé d'une seule raie à la fréquence d'oscillation  $f_0$ . Toutefois dans la pratique, la raie principale est perturbée latéralement par des fluctuations de fréquence (formant le bruit de phase), mais également par des fluctuations d'amplitude (formant le bruit d'amplitude).



**Figure IV.3:** Spectre idéal et réel d'un oscillateur

Le bruit de phase trouve son origine dans le bruit basse fréquence des composants constituant le circuit oscillant. Le comportement non linéaire de l'oscillateur crée un phénomène de mélange des sources de bruit basses fréquences avec le signal hautes fréquences à proximité de la fréquence centrale d'oscillation. L'amplitude des signaux, dans un oscillateur, est limitée par le phénomène de saturation intervenant dans l'élément actif. Ce comportement non linéaire de l'oscillateur crée un mécanisme de mélange des sources de bruit basses fréquences avec le signal d'oscillation [8].

La figure IV.4 explique de manière schématique ce phénomène de conversion de fréquences basses autour de la fréquence d'oscillation  $f_0$ . Ce mécanisme de conversion de

fréquence est identique à une modulation du signal à la fréquence  $f_0$  par le spectre de bruit basse fréquence. Le signal de sortie de l'oscillateur est donc comparable à un signal modulé en amplitude et en phase (ou fréquence) par les sources de bruit.

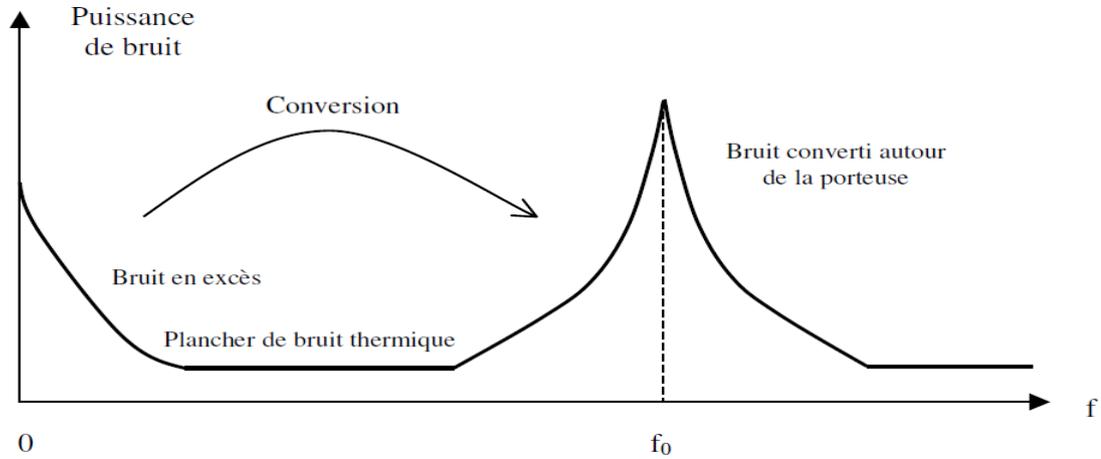


Figure IV.4: Mécanisme de conversion du bruit basse fréquence autour du signal d'oscillation

### III.2. Formulation générale du bruit de phase dans les oscillateurs

Le signal de sortie d'un oscillateur s'apparente donc à un signal modulé en amplitude et en phase par le bruit. Il s'écrit alors:

$$V_s(t) = (V_0 + \Delta V_0) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \Delta\Phi(t)) \quad (IV.5)$$

Où  $\Delta V$  représente un bruit d'amplitude en général négligé, et  $\Delta\Phi(t)$  caractérise un bruit de modulation de phase.

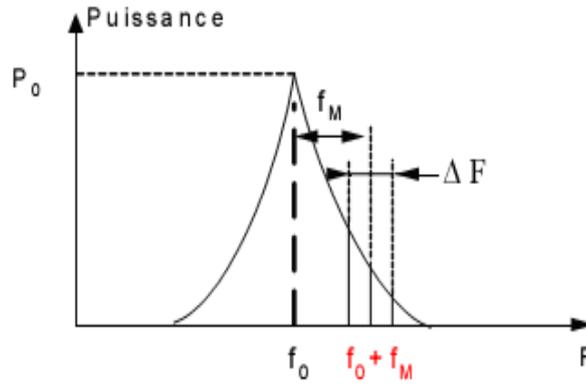
Le bruit de modulation de fréquence  $\Delta f(t)$  est aisément exprimable à partir de  $\Delta\Phi(t)$  par la relation :

$$\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Delta\phi(t)}{dt} \quad (IV.6)$$

Les fluctuations de bruit affectant le signal d'oscillation sont des variables aléatoires qui ont les mêmes propriétés, ceci permet de les caractérisées par une fonction continue dans le domaine fréquentiel. Par conséquent, pour caractériser le bruit de phase dans le domaine fréquentiel on associe au bruit de modulation de phase  $\Delta\Phi(t)$  la densité spectrale de bruit de phase  $S_{\Delta\Phi}(f)$ , et au bruit de modulation de fréquence  $\Delta f(t)$  la densité spectrale de bruit de fréquence  $S_{\Delta f}(f)$  qui se déduit de la densité spectrale de bruit de phase par la relation:

$$S_{\Delta f}(f) = f \cdot S_{\Delta\Phi}(f) \quad (IV.7)$$

Le spectre du signal de sortie résultant de la modulation en phase du signal d'oscillation à la fréquence  $f_0$  par du bruit, peut être représenté comme indiqué sur la figure IV.5.



**Figure IV.5:** Représentation du spectre de l'oscillateur

Si la largeur de la bande  $\Delta F$  est considérée comme faible, alors la puissance contenue dans la bande  $\Delta F$  à une distance  $f_M$  de la porteuse peut s'exprimer en fonction de la densité spectrale du bruit de phase de la manière suivante :

$$P_{\Delta\Phi}(f_M) = S_{\Delta\Phi}(f_M) \cdot \Delta F \quad (\text{IV.8})$$

A chaque raie élémentaire à la fréquence centrale  $f_0 + f_M$  de largeur  $\Delta F$ , on associe un signal sinusoïdal équivalent de fréquence  $f_M$  modulant la porteuse. Le signal correspondant a pour expression:

$$V_s(t) = V_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi_{MAX} \sin(2\pi f_M t)) \quad (\text{IV.9})$$

Où  $m$  représente l'indice de modulation donné par la relation :

$$m = \frac{\Delta f_{MAX}}{f_M} \quad (\text{IV.10})$$

Le signal  $V_s(t)$  peut être développé en utilisant les fonctions de Bessel, avec l'hypothèse que la modulation du signal d'oscillation par du bruit BF s'assimile à une modulation à très faible indice  $m$ . On en déduit alors la puissance de bruit à la distance  $\Delta F$  de la porteuse dans une bande de fréquence  $f_M$  qui s'exprime par la relation suivante:

$$P_{\Delta\Phi}(f_M) = \frac{m^2}{4} V_0^2 \quad (\text{IV.11})$$

Le bruit de phase est usuellement défini comme le rapport de la puissance de bruit à une  $f_M$  de la porteuse contenue dans une bande de 1Hz ( $S_{\Delta\Phi}(f_M)$ ) sur la puissance de la porteuse. Le bruit de phase est exprimé en dBc/Hz de la manière suivante:

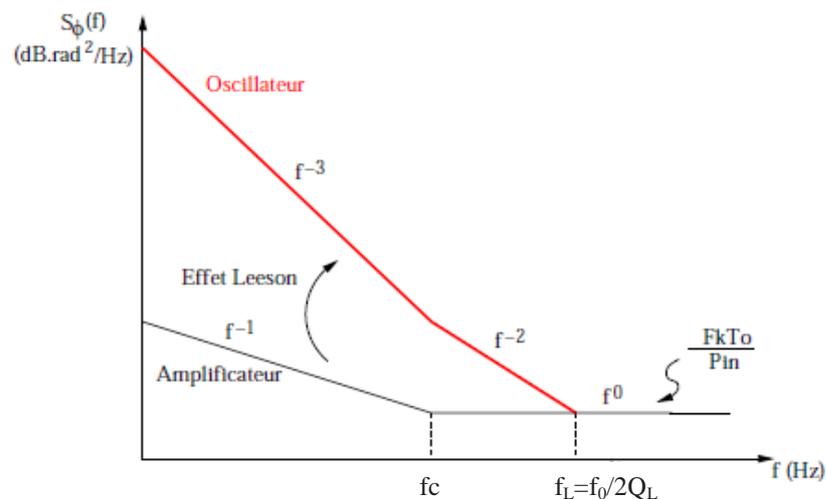
$$L(f_m) = 10 \log\left(\frac{m^2}{4}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{\Delta f_{MAX}}{2f_M}\right) \quad (\text{IV.12})$$

### III.3. Différentes approches d'analyse du bruit de phase dans les circuits oscillants

De nombreux auteurs ont établi des techniques d'estimation du bruit de phase qui ont l'avantage de mettre en évidence l'influence de certains paramètres de l'oscillateur. Nous allons présenter dans la suite du paragraphe les deux modèles les plus répandus.

#### III.3.1. Théorie de Leeson

Le modèle de Leeson (du nom de son inventeur D. B. Leeson) est un modèle linéaire de prédiction du bruit de phase, [9]. D'après Leeson [10], les fluctuations de fréquence de l'oscillateur sont directement liées au bruit propre de l'amplificateur de la boucle d'oscillation. Les fluctuations de tension ou de courant à l'origine du bruit basse fréquence de l'amplificateur, donc du transistor dans la plupart des cas, sont transformées en fluctuations de fréquence par la boucle d'oscillation. L'idée générale du modèle de Leeson est que le bruit va moduler la phase uniquement dans la bande passante du filtre que représente le résonateur LC. La bande passante est considérée comme allant de la fréquence de résonance au point -3dB.



**Figure IV.6:** Décomposition du spectre de bruit de phase d'un oscillateur

Le modèle de Leeson met en évidence l'existence de deux fréquences de coupure et donc de trois zones dans la densité spectrale. Le spectre de bruit d'un oscillateur microonde peut être donc décomposé en trois parties correspondantes chacune à un type de bruit basse fréquence comme le montre la Figure IV.6.

Zone I: En dessous de  $f_c$ , le bruit en  $1/f^3$  est directement lié à la conversion du bruit basse fréquence en  $1/f$  du transistor.

Zone II:  $\Delta f$  compris entre  $f_c$  et  $f_0/2Q_L$ , le bruit en  $1/f^2$  (avec une pente en -20 dB/déc) peut être interprété par la conversion du bruit blanc de fréquence dû à des fluctuations non corrélées de

la période de l'oscillateur. Cette fluctuation est essentiellement due au bruit thermique des composants du circuit.

Zone III:  $\Delta f$  est supérieur à  $f_0/2Q_L$ , le plancher de bruit blanc correspond au bruit blanc de phase.

La formule de Leeson permet de produire un spectre simple du bruit de phase d'un oscillateur:

$$L\{\Delta\omega\} = 10\log \left\{ \frac{2FkT}{P_s} \left( 1 + \left( \frac{\omega_0}{2Q_L\Delta\omega} \right)^2 \right) \left( 1 + \frac{\Delta\omega_{1/f}}{\Delta\omega} \right) \right\} \quad (\text{IV.13})$$

Avec :

F : le facteur de bruit

k : la constante de Boltzmann

T : la température absolue

$P_s$  : la puissance consommée par l'oscillateur

$\omega_0$  : la pulsation d'oscillation

$Q_L$  : le coefficient de qualité du résonateur chargé

$\Delta\omega$ : l'offset de fréquence par rapport à la porteuse

$\Delta\omega_{1/f}$ : le point de pulsation séparant les zones 1/f et bruit blanc

La formule de Leeson, bien que relativement explicite est déduite d'un modèle trop simple par rapport aux phénomènes de conversion responsables du bruit de phase, elle ne tient absolument pas compte des comportements non linéaires des composants [12]. Par conséquent, certains paramètres sont difficilement quantifiables voire totalement ignorés, ce qui a suscité un complément d'étude de cette formule.

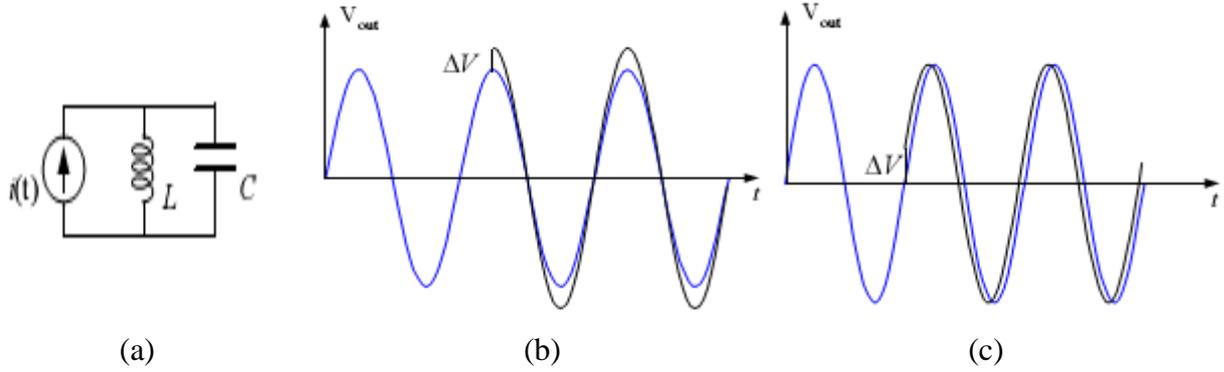
### III.3.2. Modèle d'Hajimiri:

Le modèle d'Hajimiri propose une technique de calcul du bruit de phase basée sur une étude de la sensibilité de la phase d'un oscillateur en fonction du temps [13], [14]. L'idée est de déterminer la réponse impulsionnelle de la phase d'un oscillateur excité par une injection de faible amplitude assimilable à des courants de bruit. Pour des impulsions de faible amplitude l'oscillateur est considéré comme un système linéaire variant dans le temps. La sortie d'un oscillateur peut donc s'écrire sous la forme:

$$V_{\text{out}}(t) = A(t) \cdot f(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad (\text{IV.14})$$

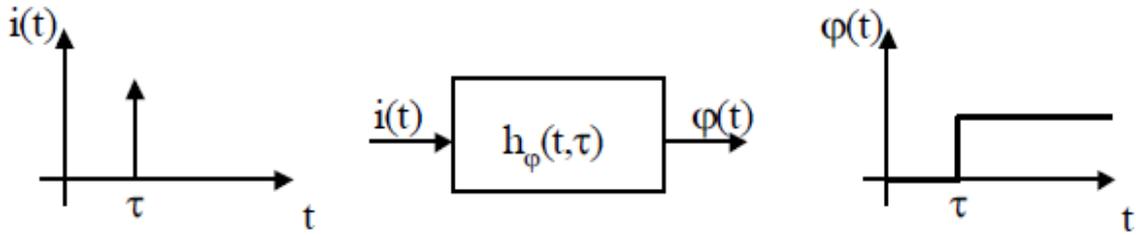
Pour caractériser le bruit de phase de l'oscillateur, Hajimiri définit la fonction de sensibilité impulsionnelle ISF (Impulse sensitivity function). Hajimiri indique que selon l'instant  $t$  auquel est injecté l'impulsion en courant, la réponse en phase de l'oscillateur est différente.

En effet, si l'impulsion est appliquée à l'instant où le signal de sortie de l'oscillateur présente une pente maximale (passage par zéro) alors la variation en phase est maximale. A l'inverse, si on applique l'impulsion à l'instant où le signal de sortie présente une pente nulle (extremum du signal), la variation en phase est nulle.



**Figure IV.7:** (a) Impulsion injectée au circuit LC, (b) à la crête, (c) au temps d'annulation du signal

Le calcul du bruit de phase passe par le calcul de la fonction de transfert temporelle de la réponse en phase à une perturbation. La Figure IV.8 représente cette méthodologie :



**Figure IV.8:** Modèle de la réponse impulsionnelle de phase

La fonction  $h_\phi(t, \tau)$  tient compte du comportement non-linéaire du circuit et en particulier des mélanges de fréquences [15]. La réponse impulsionnelle de la phase de l'oscillateur  $h_\phi(t, \tau)$  peut s'écrire sous la forme suivante :

$$h_\phi(t, \tau) = \frac{\Gamma(\omega_0 \tau)}{q_{\max}} U(t - \tau) \tag{IV.15}$$

Où  $q_{\max}$  est la variation de charge maximale aux bornes de la capacité du nœud d'injection.  $U(t)$  est la fonction d'échelon.

$\Gamma(x)$  est une fonction sans dimension, périodique de fréquence  $f_0$ , elle traduit la sensibilité en phase de l'oscillateur et appelée ISF (Impulse Sensitivity Function).

La fonction ISF peut être décomposée en série de Fourier, elle s'exprime par :

$$\Gamma(\omega_0 \tau) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n\omega_0 \tau + \theta_n) \tag{IV.16}$$

$C_0$  et  $C_n$  représentent les coefficients de Fourier réels, et  $\theta_n$  la phase de la  $n^{\text{ième}}$  harmonique.

La connaissance de la fonction  $h_{\phi}(t,\tau)$  permet de déterminer la réponse en phase de l'oscillateur à un courant arbitraire  $i(t)$  injecté à un nœud du circuit:

$$\phi(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_{\phi}(t,\tau) i(\tau) d\tau = \frac{1}{q_{max}} \int_{-\infty}^t \Gamma(\omega_0\tau) \cdot i(\tau) d\tau \quad (IV.17)$$

L'excès de phase total de l'oscillateur s'écrit alors:

$$\phi(t) = \frac{1}{q_{max}} \left[ c_0 \int_{-\infty}^t i(\tau) d\tau + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \int_{-\infty}^t i(\tau) \cos(n\omega_0\tau + \theta_n) d\tau \right] \quad (IV.18)$$

Considérons maintenant que le courant injecté à un nœud donné du circuit soit sinusoïdal à une fréquence proche d'un multiple de la fréquence d'oscillation, il s'écrit alors:

$$I(t) = I_n \cdot \cos[(n\omega_0 + \Delta\omega)t] \quad (IV.19)$$

Où l'harmonique  $n$  est un nombre entier multiple de la fréquence,  $\omega_0$  est la pulsation d'oscillation.  $\Phi(t)$  s'exprime alors de la façon suivante:

$$\phi(t) \approx \frac{I_n c_n (\Delta\omega t)}{2q_{max} \omega} \quad (IV.20)$$

La figure IV.9 rend compte de la conversion des composantes de bruit localisées près des multiples entiers de  $f_0$ . Celles-ci sont converties en bruit de phase dans le spectre de la tension de sortie  $v(t)$  de l'oscillateur.

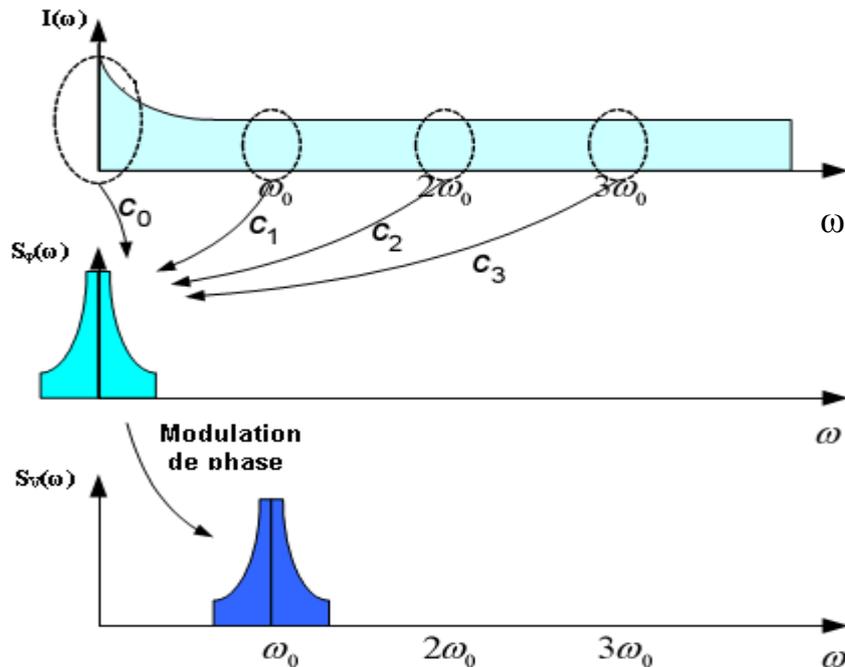


Figure IV.9: Mécanisme de conversion du bruit autour de la porteuse

Hajimiri exprime le spectre du bruit de phase comme la somme des contributions de chaque bande latérale de bruit à la pulsation  $n\Phi + \Delta\Phi$ . Ainsi, la densité spectrale du bruit de phase due à une source de courant de bruit blanc à une pulsation de la porteuse vaut:

$$S_{\phi}(\Delta\omega) = 10 \cdot \log \left( \frac{\frac{\bar{i}_n^2}{\Delta f} \sum_{n=0}^{+\infty} C_n^2}{4 \cdot q_{\max}^2 \cdot \Delta\omega^2} \right) = 10 \cdot \log \left( \frac{\frac{\bar{i}_n^2}{\Delta f} \cdot \Gamma_{\text{rms}}^2}{2 \cdot q_{\max}^2 \cdot \Delta\omega^2} \right) \quad (\text{IV.21})$$

Où:  $\frac{\bar{i}_n^2}{\Delta f}$  est la densité spectrale de courant de la source de bruit considérée, et  $\Gamma_{\text{rms}}^2$  est la valeur efficace (rms) de la fonction « ISF ».

Deux régions se distinguent dans le comportement du spectre de bruit de phase: une pente en  $1/f^2$  lorsque le bruit injecté est un bruit blanc, et une pente en  $1/f^3$  lorsque le bruit injecté est un bruit en  $1/f$ . pour le calcul de la fréquence de coupure  $F_C$  ( $1/f^3$ ) entre les régions en  $1/f^3$  et  $1/f^2$  Hajimiri propose une expression qui s'écrit :

$$F_{C(1/f^3)} = F_{C(1/f)} \cdot \left( \frac{C_0}{\Gamma_{\text{RMS}}} \right)^2 \quad (\text{IV.22})$$

Le modèle de Hajimiri donne également des indications sur l'influence des sources de bruit cyclostationnaires sur le bruit de phase. En effet, certaines sources de bruit dans un oscillateur ont des propriétés cyclostationnaires ce qui signifie que leurs propriétés statistiques varient périodiquement au cours du temps, c'est le cas notamment du bruit de grenaille généralement associé à la conduction des transistors [16].

Un courant de bruit blanc cyclostationnaire peut se décomposer de la manière suivante :

$$i_n(t) = i_{n0}(t) \cdot \alpha(\omega_0 t) \quad (\text{IV.23})$$

Où  $i_n(t)$  est la source de courant de bruit cyclostationnaire,  $i_{n0}(t)$  est la source de courant de bruit stationnaire, et  $\alpha(\omega_0 t)$  est une fonction périodique ( $\omega_0$  est la pulsation des oscillations).

Ainsi, le modèle d'Hajimiri permet de traiter la source de bruit cyclostationnaire comme une source de bruit stationnaire en introduisant la fonction « ISF effective » suivante :

$$\Gamma_{\text{eff}}(x) = \Gamma(x) \cdot \alpha(x) \quad (\text{IV.24})$$

## IV. Simulation de l'oscillateur

L'étude de l'oscillateur développée dans ce chapitre fait intervenir l'environnement de conception et de simulation "Integrated system engenering" (ISE) [17]. Le logiciel ISE-

TCAD permet de décrire le comportement du circuit électronique en traduisant l'évolution de la sortie de l'oscillateur. La simulation de l'oscillateur sous ISE va permettre d'évaluer les performances de l'oscillateur, tout particulièrement en termes de bruit de phase.

### **IV.1. présentation de la simulation mixte (Mixed Mode Simulation)**

La simulation du système associe une simulation physique du composant à une résolution des équations du circuit électrique. Le simulateur combine dans un seul système d'équations les équations du composant actif et les équations du circuit électrique. A cet effet les différents composants du circuit électrique seront modélisés selon leur modèle Spice (loi de Kirchoff). Le HBT quand à lui reste le fruit d'une simulation physique (microscopique) selon de modèle DDM (Drift DiffusionsModel). La gestion parallèle des deux types de simulation est appelé mixed mode simulation qui présente un des atouts du logiciel ISE-TCAD.

Plusieurs simulation peut être envisagé, l'oscillateur peut être analysé à la fois dans le domaine fréquentiel et temporel. Parmi ces différentes analyses on trouve l'analyse DC qui détermine le point de fonctionnement statique, l'analyse transitoire qui détermine l'évolution temporelle des tensions et courants, et l'analyse AC qui est une analyse fréquentielle petit signaux ou l'analyse RF pour les circuits. Dans le cas de notre étude, deux simulations ont été menées. La première est une simulation petit signal (plus communément appelée simulation AC (Alternating Current): elle permet d'accéder à la fonction de transfert dans le domaine fréquentiel. La seconde simulation est de type temporel (appelée simulation transient (transitoire). Elle permet de visualiser les signaux dans le domaine temporel. Ces simulations ont pour but de déterminer les conditions de démarrage d'oscillation, ainsi que les caractéristiques fréquentielles de l'oscillateur.

### **IV.2. Présentation du circuit**

La figure IV.10 expose la topologie du circuit de principe de l'oscillateur Colpitts intégré sous ISE. Pour la simulation de l'oscillateur, l'implémentation d'un schéma mixte sous ISE ne se fait pas de façon graphique. Il faut intégrer, au sein du fichier commande de DESSIS, la netlist du schéma de l'oscillateur. Le réseau de Kirchhoff est mis en œuvre avec la méthode nodale, cette méthode consiste à décrire le circuit à partir des nœuds de celui-ci. Un nœud est souvent associé à un numéro ou à un nom, il définit une variable qui indique les valeurs électriques considérés des composants ou le potentiel électrique.

#### **Elément actif**

L'élément actif choisi est un transistor bipolaire à hétérojonction (TBH) SiGe monté en configuration émetteur commun. Le TBH SiGe s'impose de part son meilleur comportement fréquentiel. De plus, ses performances en bruit basse fréquence restent un argument de premier ordre pour la conception d'oscillateur à faible bruit de phase. Ce transistor sera donc utilisé pour réaliser l'amplificateur permettant de compenser les pertes du résonateur.

### Le circuit résonateur

Le circuit résonateur, de l'oscillateur composé de l'inductance  $L_{92}$  et des capacités  $C_{90}$ ,  $C_{02}$ , est connecté entre le collecteur et la base du transistor.

Les capacités  $C_{25}$ ,  $C_{69}$ ,  $C_{91}$  sont des capacités de liaison qui jouent les rôles de protection et livraison, la self  $L_{86}$  est une self de choc, et les résistances  $R_{85}$ ,  $R_{50}$ , déterminent le point de fonctionnement du transistor en régime continu.

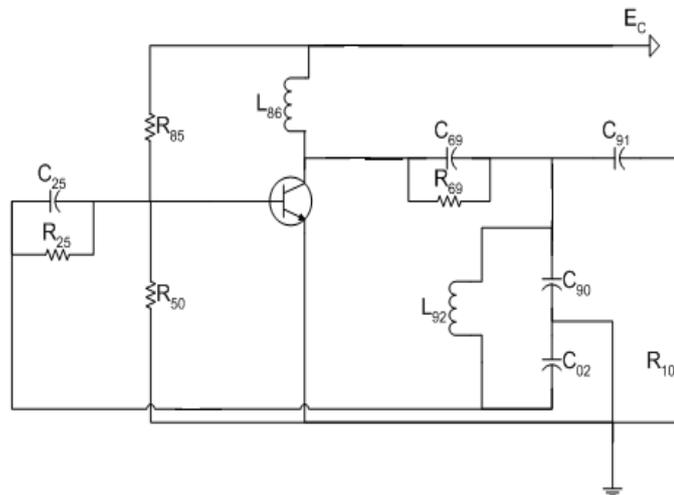
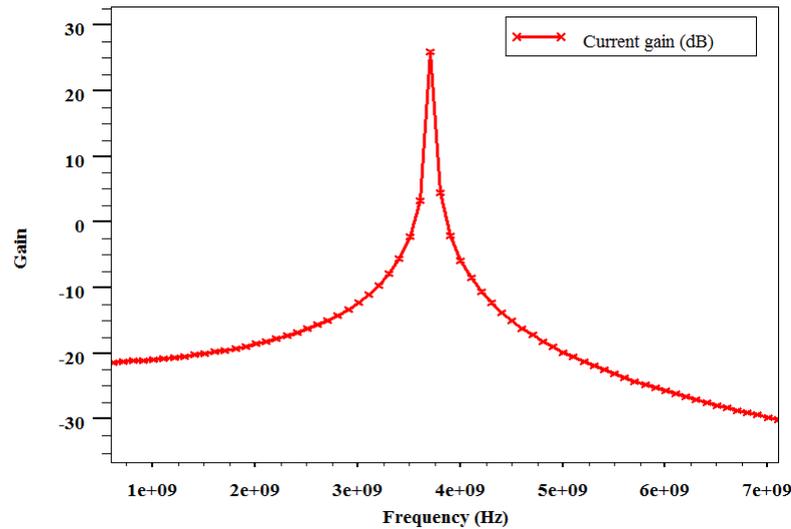


Figure IV.10: Oscillateur Colpitt étudié

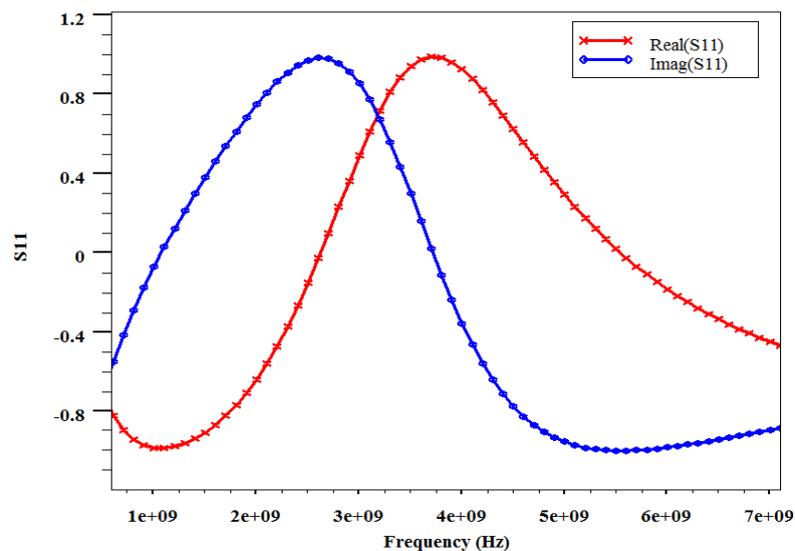
### IV.3. Détermination des conditions d'oscillation par analyse petit signal

Même si les conditions d'oscillation sont largement favorisées, l'oscillateur ne s'amorce pas de lui-même. Pour démarrer l'oscillateur, il est parfois nécessaire de stimuler le circuit, afin d'initier le démarrage d'oscillation. Pour que le circuit oscillant s'amorce, il faut qu'il soit perturbé par une brève impulsion de courant, injecté en parallèle avec le réseau LC. Une première simulation, petit signal, permet de vérifier les conditions d'oscillation du circuit, et de s'assurer du démarrage de l'oscillation. Dans ce cadre, l'oscillateur est défini comme un quadripôle en considérant deux ports. L'analyse petit signal est effectuée soit dans le formalisme des paramètres S, soit dans le formalisme des impédances. Cette analyse nous donne une indication sur les conditions de démarrage de l'oscillation ainsi que les caractéristiques fréquentielles de l'oscillateur. Les conditions petits signal de démarrage d'oscillation de l'oscillateur peuvent être analysées en utilisant les critères de Barkhausen.



**Figure IV.11:** *Évolution du gain en boucle de l'oscillateur en fonction de la fréquence*

La figure IV.11 présente le gain en courant petit signal du circuit oscillateur, obtenu en fonction de la fréquence pour une polarisation fixe ( $V_{cc}=2V$ ). Nous constatons que les conditions de démarrage citées par les critères de Barkausen sont respectées pour un démarrage d'oscillation à 3.875 GHz. Pour s'assurer de la présence d'oscillation, il faut que le gain de boucle soit ajusté de manière à obtenir une valeur supérieure à 1. La simulation petit signal nous donne un gain de boucle de 27 Db pour un démarrage des oscillations à 3.78 GHz. On peut également raisonner en termes de paramètre de réflexion en entrée  $S_{11}$ , ce paramètre donne la tendance du gain en boucle ouverte. En se basant sur les paramètres S les conditions d'oscillation exige que le paramètre  $S_{11}$  soit supérieur ou égale à 1 et que sa phase croise la valeur 0 à la fréquence d'oscillation.



**Figure IV.12:** *Évolution du paramètre en réflexion  $S_{11}$  de l'oscillateur en fonction de la fréquence*

La figure IV.12 présente l'évolution du paramètre de réflexion en entrée  $S_{11}$  de l'oscillateur en fonction de la fréquence obtenu pour les mêmes conditions de polarisation. On détecte bien le démarrage d'oscillation à 3,78 GHz. En effet, on constate que le paramètre de réflexion  $S_{11}$  est égal à 1 autour de la fréquence centrale de 3.78 GHz. De plus pour cette fréquence on constate que la phase du paramètre  $S_{11}$  est égale à 0.

Ces considérations concernaient les conditions de démarrage de l'oscillateur. En effet, même si les conditions de démarrage sont respectées, l'analyse petite signal ne nous donne qu'une indication sur la probabilité de démarrage des oscillations et la fréquence d'oscillation approximative. Il est alors nécessaire de faire une analyse en fort signal afin d'obtenir la fréquence d'oscillation précise, l'amplitude de sortie et l'estimation du bruit de phase en tenant compte des non linéarités du transistor. Pour cela, deux types d'analyse sont possibles: l'analyse dans le domaine temporel et l'analyse dans le domaine fréquentiel.

#### IV.4. Analyse temporelle (transitoire) régime établi et stabilité

Une fois les conditions de démarrage déterminées à la fréquence voulue, on a besoin de connaître le régime établi de l'oscillateur. Une analyse temporelle permet d'obtenir le comportement transitoire de l'oscillateur, elle donne accès à l'évolution du signal de sortie au cours du temps jusqu'à son régime établi. Cette analyse permet de visualiser la réponse temporelle de l'oscillateur et ainsi de déterminer l'amplitude et la forme du signal de sortie ainsi que sa fréquence. La figure IV.13 présente le signal de sortie de l'oscillateur considéré pour une polarisation  $V_{cc}$  égale à 2V. La figure illustre un état transitoire de démarrage jusqu'à 300ps, suivi d'une oscillation établie et maintenue dans le temps. L'excursion du signal varie entre -0.1 et 0.1V ce qui donne une amplitude crête à crête de l'ordre de 0.2V.

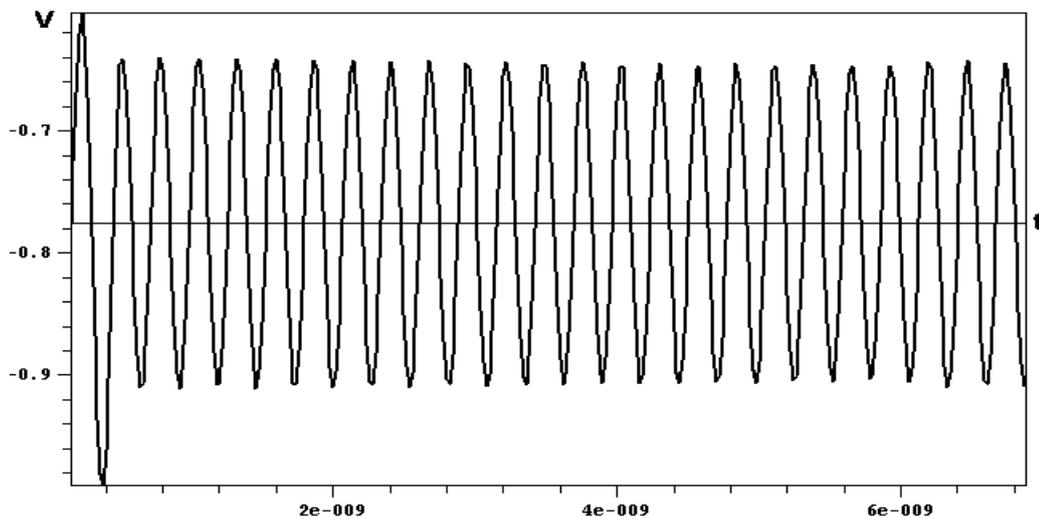


Figure IV.13: Signal de sortie de l'oscillateur Colpitts

La fréquence d'oscillation est déduite de l'inverse de la période d'oscillation. L'oscillateur Colpitts génère des oscillations périodiques avec une période  $T=268\text{ps}$  soit à la gamme radiofréquence de  $3,73\text{GHz}$ .

La fréquence d'oscillation obtenue correspond à la valeur fourni par le circuit résonnant qui

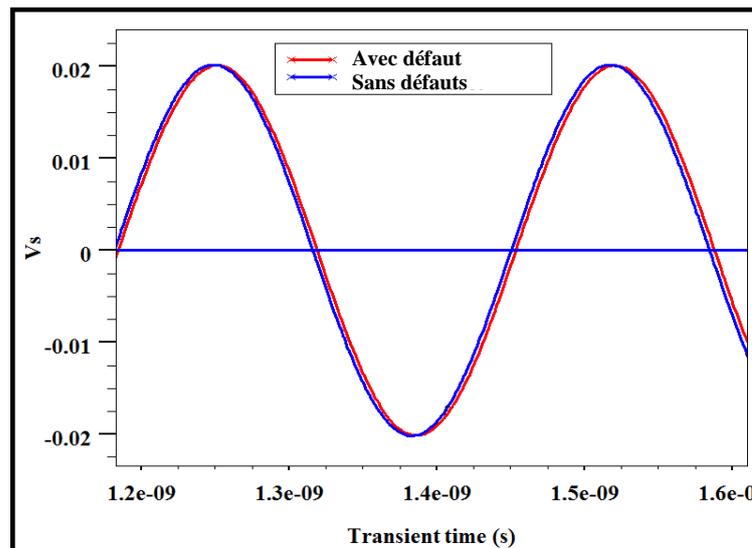
$$\text{est égale } f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_{90} + C_{02}}{L_{92} \cdot C_{90} \cdot C_{02}}}$$

## V. Etude du bruit de phase d'un oscillateur Colpitts à base d'un TBH SiGe

### V.1. Influence des défauts technologiques sur le bruit de phase

Dans cette partie, nous étudions l'impact des défauts électriquement actifs créés pendant le processus d'implantation de la base extrinsèque sur le signal de sortie de l'oscillateur. Cette analyse nous permettra de dégager l'influence de ces défauts technologiques liés au composant actif sur le bruit de phase de l'oscillateur étudié.

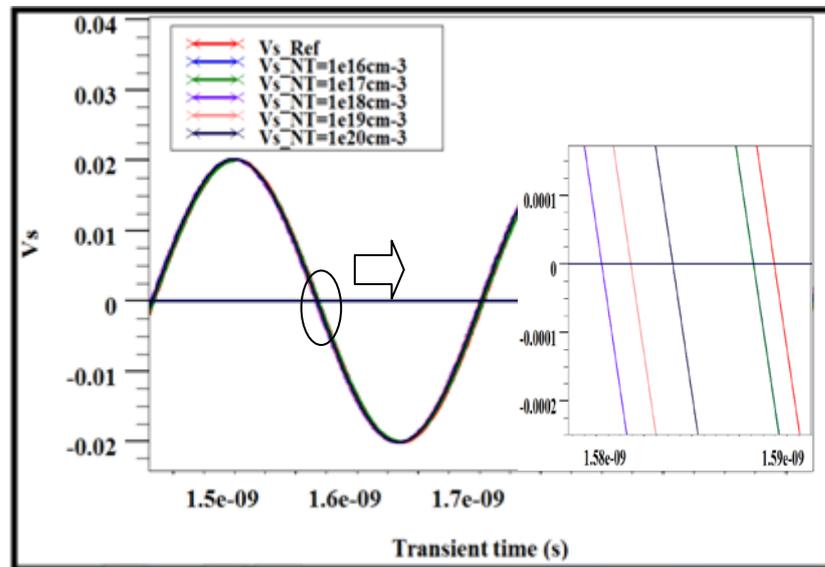
La figure IV.14 présente le signal de sortie de l'oscillateur étudié, obtenu pour deux TBH SiGe, l'un sans défauts, et l'autre avec des défauts d'implantation de la base extrinsèque, positionnés à l'interface base-émetteur. La figure IV.14 met en évidence la sensibilité du signal de sortie aux défauts d'implantation. On constate que la présence de des défauts d'implantation a une incidence directe sur la phase du signal de sortie, où une faible déviation de la phase est observée avec la présence de ces derniers.



**Figure IV.14:** Influence des défauts d'implantation sur le signal de sortie de l'oscillateur

### V.1.1. Variation du déphasage du signal de sortie en fonction de la densité des défauts

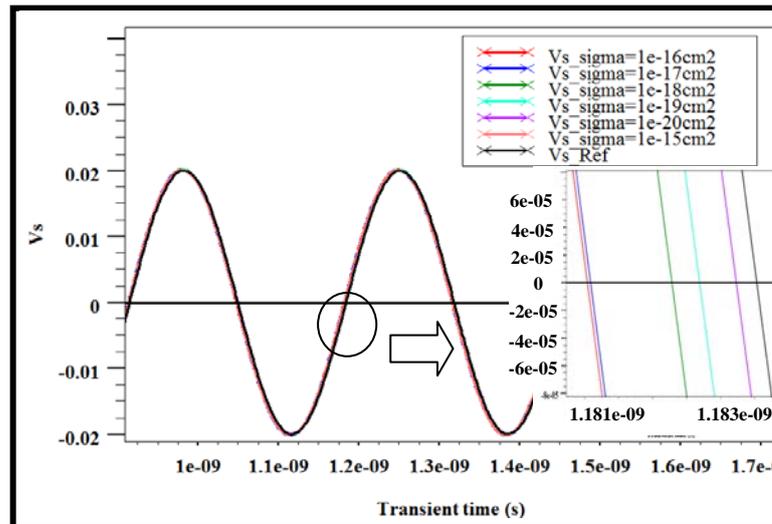
La figure IV.15 présente l'influence de la densité des défauts sur la phase du signal de sortie de l'oscillateur Colpitts étudié. Les résultats sont obtenus pour différentes densités de défauts d'implantation de  $2 \cdot 10^{16}$  à  $2 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ . Afin de mieux cerner la déviation de la phase du signal de sortie de l'oscillateur, un Zoom a été effectué. D'après la figure, on constate que le déphasage du signal par rapport à un signal de référence sans défauts, augmente en fonction de la densité des défauts jusqu'à atteindre une valeur maximale pour une densité égale à  $10^{18} \text{ cm}^{-3}$ . Par contre, pour des valeurs supérieures à  $10^{18} \text{ cm}^{-3}$ , le déphasage diminue en fonction de la densité des défauts. Le déphasage du signal présente une valeur maximale pour une densité de défauts égale  $10^{18} \text{ cm}^{-3}$ , valeur du même ordre de grandeur que le dopage de la base.



*Figure IV.15: Variation du déphasage du signal de sortie paramétré par la densité des défauts d'implantation*

### V.1.2. Variation du déphasage du signal de sortie en fonction de la section de capture

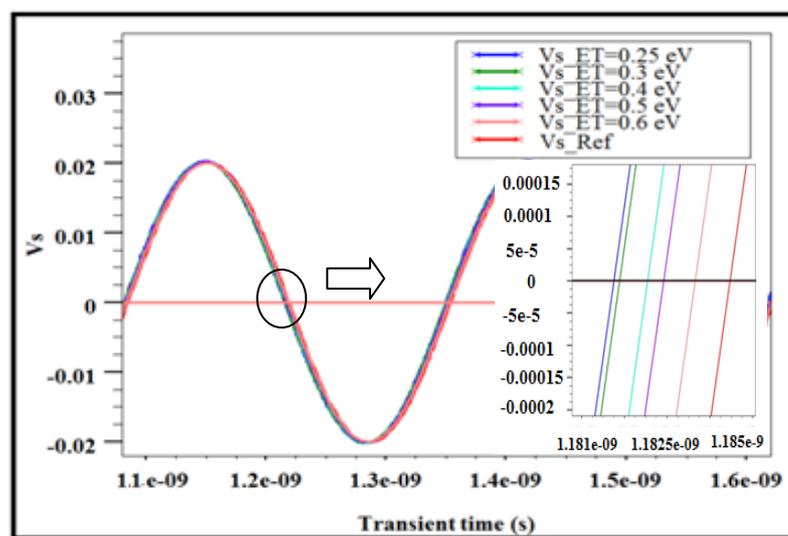
La figure IV.16 présente la sensibilité du signal de sortie de l'oscillateur à la variation de la section de capture des défauts considérés. Cette sensibilité est observée pour des sections de capture entre  $2 \cdot 10^{-15}$  et  $2 \cdot 10^{-20} \text{ cm}^2$ . Nous pouvons constater que le signal de sortie est sensible à des sections de capture faible de l'ordre de  $10^{-20} \text{ cm}^2$ . Pour cet ordre de grandeur le déphasage du signal de sortie augmente en fonction de la section de capture. En effet, plus la section efficace de capture est plus importante plus le centre intervient facilement dans le processus de génération recombinaison. Cette variation a une incidence la déviation de la phase du signal de sortie.



**Figure IV.16:** Variation du déphasage du signal de sortie paramétré par la section de capture des défauts d'implantation

### V.1.3. Influence de l'énergie d'activation des défauts

La figure IV.17 montre l'influence de l'énergie d'activation (position du piège dans le gap du semi-conducteur) sur le signal de sortie. Pour les défauts d'implantation étudiés, l'ordre de grandeur de l'énergie d'activation de ces pièges est d'environ 0,25 eV. Dans cette partie, nous placerons ces pièges à 0,3 eV, 0,4 eV, 0,5 et 0,6 eV de la bande de valence, et nous observons leur influence sur le signal de sortie de l'oscillateur étudié. Nous pouvons observer que la phase du signal de sortie par rapport à un signal sans défauts, varie avec l'énergie d'activation  $E_T$  des pièges considérés. De ce fait, nous pouvons constater que plus le piège est situé près de la bande de valence, plus la déviation de la phase du signal est importante.



**Figure IV.17:** Variation du déphasage du signal de sortie paramétré par l'énergie d'activation des défauts d'implantation

Le bruit de phase dans l'oscillateur est très sensible au piège et au défaut présent dans la structure, il est associé aux phénomènes de piégeage et de dépiégeage entre la bande de valence et un niveau d'énergie discret (piège) dans la bande interdite. De ce fait, plus le piège est près de la bande de valence plus la capture des trous devient facile. Ces échanges entre la bande de valence, et les niveaux d'énergies provoquent de grandes fluctuations de courant. Le bruit de phase dans l'oscillateur est fortement lié au passage du courant dans les composants en raison de transitions aléatoires des porteurs de charge dans des semi-conducteurs [18].

## **V.2. Étude du bruit de phase dans un oscillateur Colpitts à base d'un TBH**

Dans cette partie du chapitre, nous allons nous intéresser aux performances en termes de bruit de phase de notre oscillateur. Cette étude, basée sur le modèle d'Hajimiri, analyse la sensibilité de la phase d'un oscillateur aux sources de bruit. Ce modèle présente une nouvelle approche de modélisation du bruit de phase qui prend en compte la nature variante des oscillateurs en fonction du temps. Ce modèle montre que l'instant d'injection du bruit est un point clé dans l'amélioration du bruit de phase dans les oscillateurs. En effet, la même perturbation survenant à des moments différents se traduira par un déphasage différent en raison de la nature variante dans le temps des oscillateurs. Cette méthode détermine les instants les plus sensibles de l'oscillateur aux sources de bruit au cours d'une période d'oscillation. La traduction de ce modèle va permettre de déterminer une méthodologie de conception d'oscillateurs à bruit de phase minimum.

### **V.2.1. Méthode de simulation du bruit de phase par la méthode d'Hajimiri sous ISE**

L'analyse du bruit de phase de l'oscillateur dans cette étude découle directement de l'analyse transitoire de l'oscillateur. La sensibilité de l'oscillateur est obtenue par la réponse de celui-ci à des sources de bruit. Celles-ci sont constituées d'impulsions de courant ou de tension dont nous contrôlons l'amplitude, la durée et l'instant d'injection.

La méthode d'analyse du bruit d'Hajimiri est relativement complexe à mettre en œuvre pour plusieurs raisons :

- Elle nécessite une identification parfaite des sources de bruit du circuit oscillateur [19].
- L'injection des sources de bruit dans l'oscillateur génèrent une instabilité qui éloigne le système de son régime établi. Le déphasage doit donc être mesuré après stabilisation du système à son nouveau régime établi [20].
- La précision de mesure du déphasage introduit par l'injection de courant est inversement proportionnelle à la fréquence et au pas de calcul temporel.

- Le déphasage du signal de sortie augmente en fonction de l'amplitude de la perturbation injectée. La relation entre l'amplitude des sources de bruit injectées et du déphasage résultant doit être linéaire.
- La réponse impulsionnelle doit être déterminée pour chaque source de bruit injectée dans l'oscillateur.

### V.2.2. Sensibilité de l'oscillateur aux sources de bruit

La figure IV.18 présente la sensibilité de l'oscillateur à une impulsion de courant injectée au niveau de la capacité  $C_{02}$  du résonateur. L'impulsion de courant injectée présente une amplitude maximale de 2mA, pour une durée de 20ps. Après cette injection le temps nécessaire pour rétablir l'oscillation (régime permanent) est de 5-6 cycles le minimum. Nous pouvons observer que l'injection d'une impulsion de courant induit un changement instantané de l'amplitude et de la phase du signal de sortie. En effet la source de courant injectée induit une variation de la charge dans la capacité en modifiant son état énergétique. Cela provoque un changement instantané de la tension du nœud où l'impulsion est injectée.

Cette fluctuation de la tension est liée à la charge globale de la capacité dans le circuit LC qui peut être exprimée comme suit:  $\Delta V = \Delta q / C$ .

La variation de la tension au sein du circuit va se transformer en une déviation  $\Delta t$ . cette déviation est calculé à partir des écarts des points de passage par zéro par rapport au signal idéal (pas d'injection de courant d'impulsion). En mesurant la déviation  $\Delta t$  de l'instant de passage par zéro, on peut mesurer le déphasage produit par l'injection  $\Delta \phi = 2\pi \Delta t / T$ ,

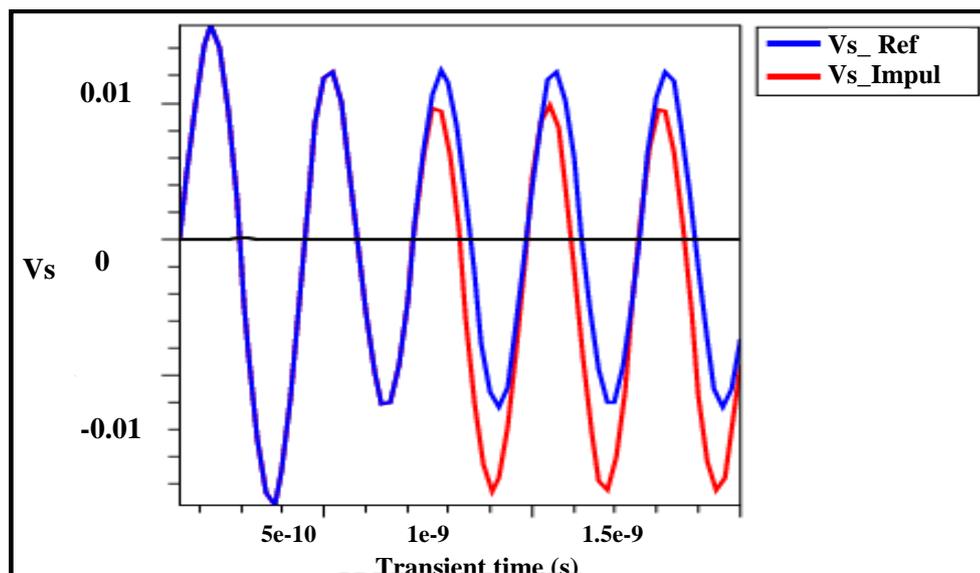
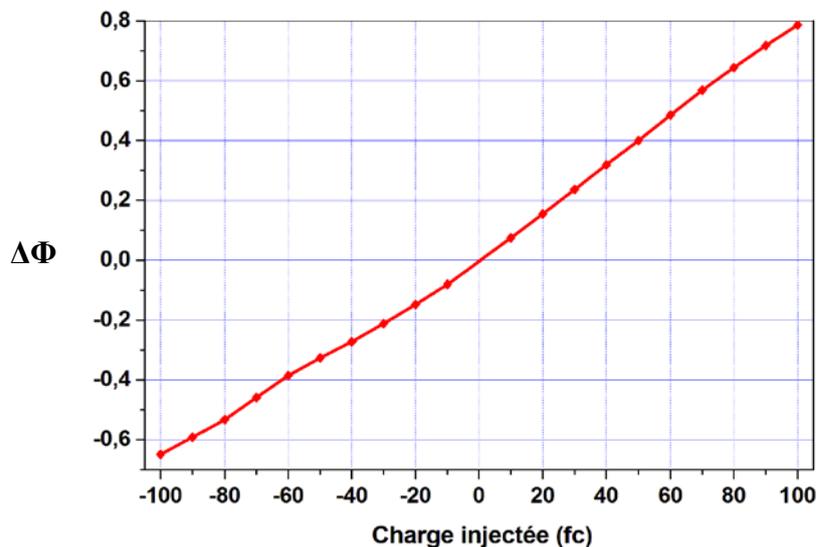


Figure IV.18 : Sensibilité du signal de sortie à une impulsion de courant

### V.2.3. Vérification de la linéarité du model

Nous pouvons également vérifier la relation qui relie la variation de la phase résultante avec la valeur de l'amplitude de l'impulsion de courant injectée. La figure IV.19 montre la corrélation entre l'amplitude de l'impulsion de courant injectée et le déphasage du signal de sortie résultant. On constate que le résultat vérifie la linéarité entre l'amplitude de l'impulsion de courant et le déphasage correspondant dans un rayon  $[-100fc, 100fc]$  de charge injectée, avec  $100fc = CV_0$ . On voit bien que la relation est linéaire pour un déphasage relativement important de l'ordre de  $0,8rad$  [21].

Il est important de noter que la relation entre les charges injectées et la variation de la phase résultante est linéaire même si le circuit contient des éléments actifs et non linéaires (le TBH). Cette relation de linéarité ne reste valable que pour de faibles amplitudes des perturbations injectées. Généralement, la déviation de la phase due à l'injection d'impulsions est linéaire si la charge injectée est inférieure à la charge totale sur la capacité effective. La quantité de la charge injectée doit être choisie telle qu'elle ne change pas la linéarité de la réponse du bruit de phase. Cette hypothèse est vérifiée en pratique compte tenu du fait que les sources de bruit sont de très faible amplitude par rapport au signal utile, ainsi la linéarité de la phase de bruit est valable pour presque tous les oscillateurs.

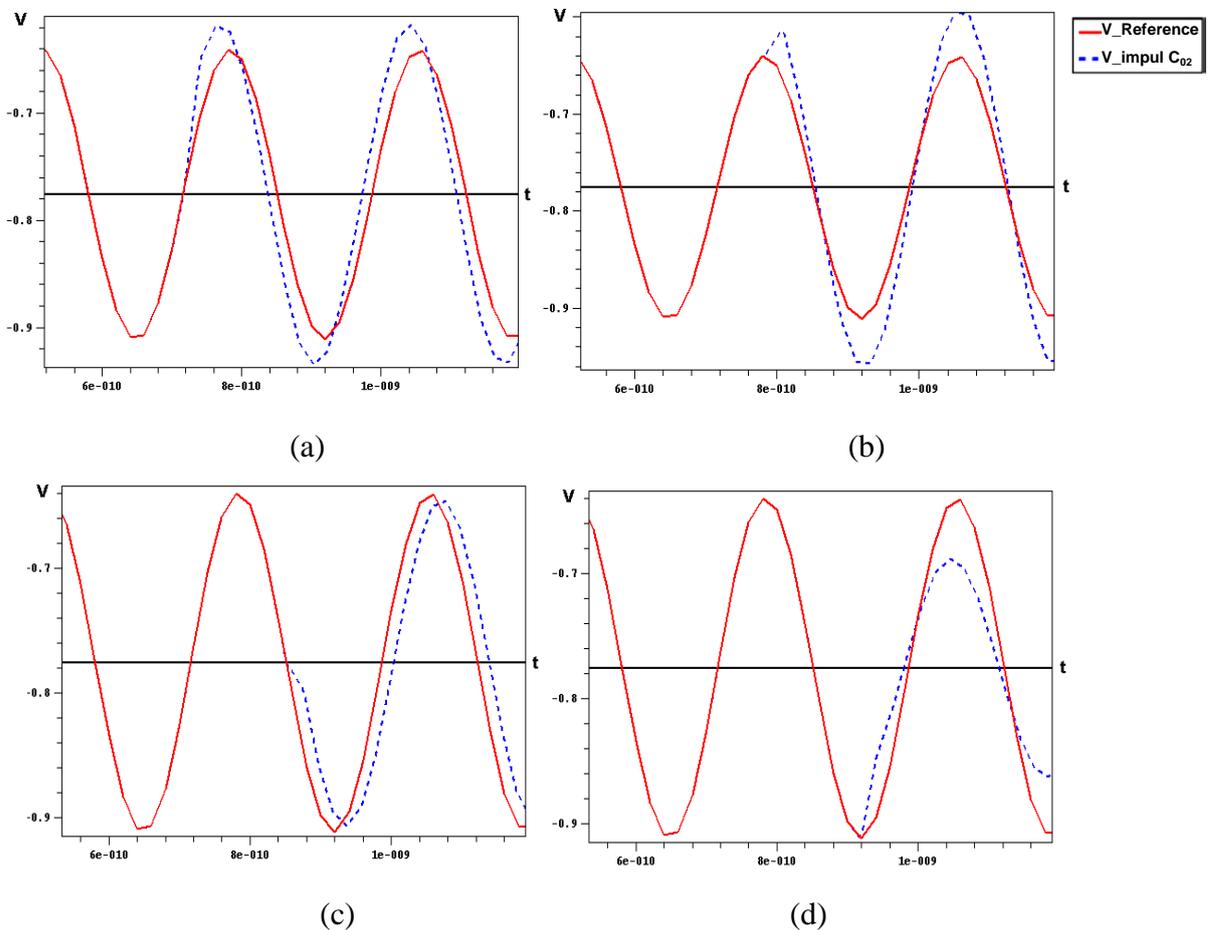


**Figure IV.19:** Variation de la phase du signal de sortie en fonction de l'amplitude de la charge injecté au niveau du collecteur

Dans cette partie, nous allons étudier la nature variante dans le temps de l'oscillateur, l'étude vise à démontrer la dépendance de la sortie de l'oscillateur avec le moment de l'injection de la source de bruit. La figure IV.20 montre l'effet d'une impulsion de courant

fixe d'une amplitude de 2mA, et d'une durée de 20 ps appliquée en parallèle avec la capacité  $C_{02}$  du circuit LC à différents moments de la période d'oscillation sur le signal de sortie. Dans ce cadre, quatre cas sont étudiés, dans les deux premiers cas, la source de bruit est injectée au niveau des extremums de la tension de sortie de l'oscillateur comme le montre (cas (a) et (c)). Dans les deux autres cas, cette source de bruit est injectée près du passage par zéro (montant et descendant) de la tension de sortie de l'oscillateur (cas (b) (d)).

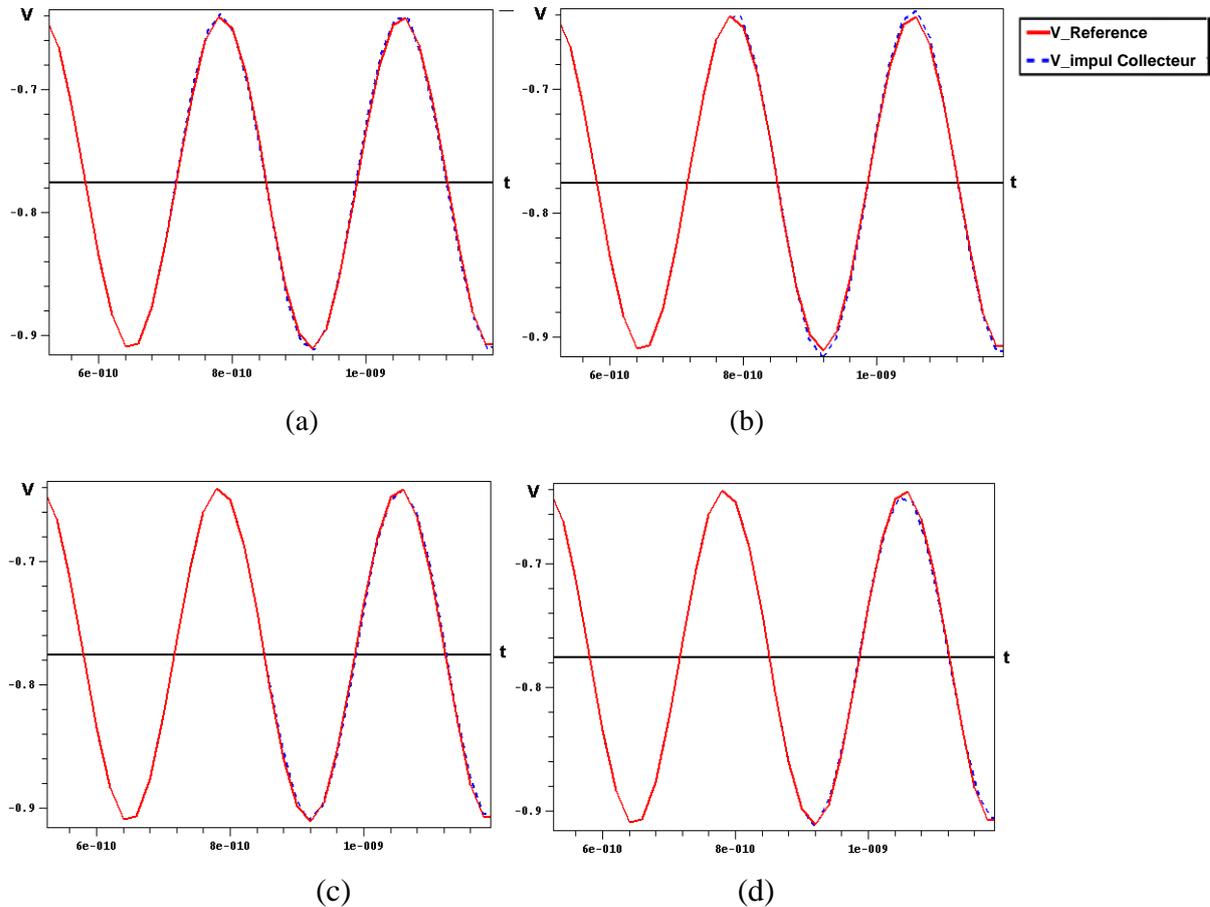
Ces simulations montrent nettement l'influence de l'instant d'injection. En effet, une impulsion de courant injectée au moment du passage par zéro du signal de sortie de l'oscillateur provoque un déphasage maximum avec une faible variation en l'amplitude du signal de sortie. En revanche, la même impulsion se produisant au moment du pic du signal de sortie n'a aucun effet sur la phase de l'oscillateur, ou seule l'amplitude est modifiée.



**Figure IV.20:** Effet d'une impulsion de courant sur l'inductance  $L_{92}$  au (a) passage à 0 montant (b) maximale (c) passage à 0 descendant (d) minimale

La figure IV.21 présente un autre exemple montrant la nature variée de la sensibilité de l'oscillateur en fonction du temps. Dans ce cas une source de courant bruitée d'une amplitude de 2mA et une durée de 20 ps est insérée en parallèle avec le collecteur du transistor. On

constate aussi que la sensibilité en phase de l'oscillateur à une impulsion de courant est minimale au maximum du signal de sortie, et maximale aux moments de passages par zéro.

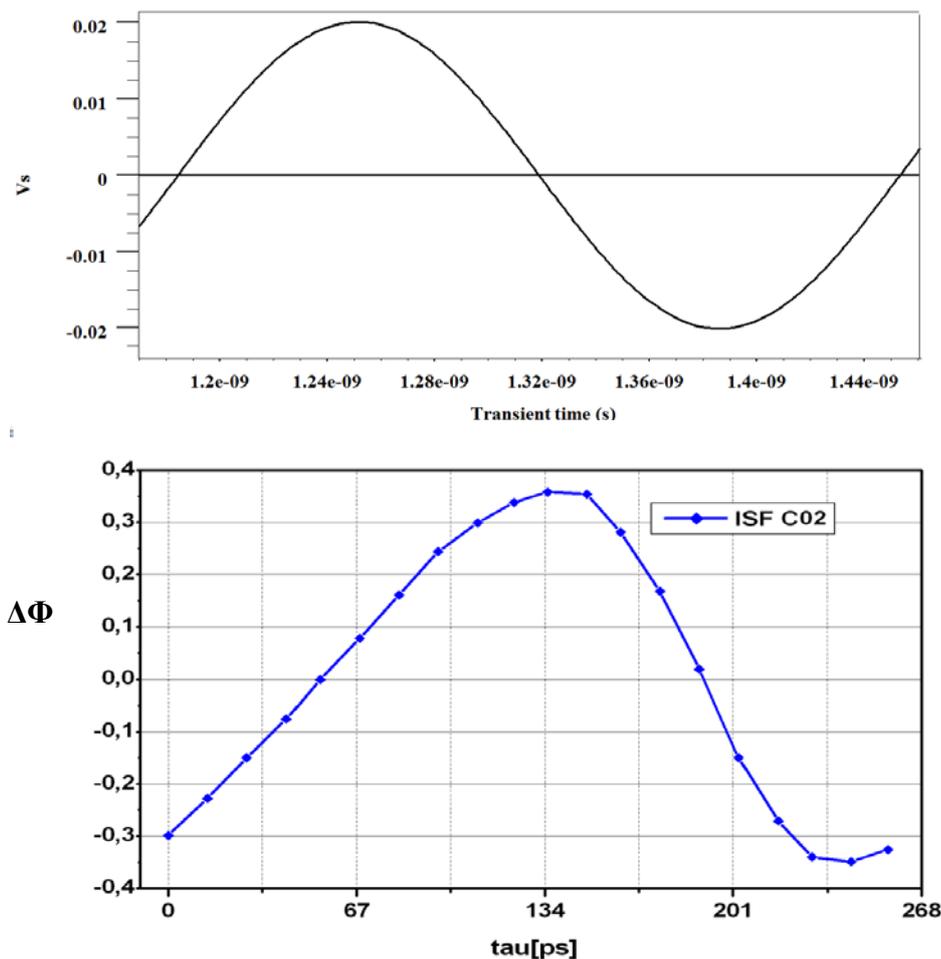


**Figure IV.21:** Effet d'une impulsion de courant sur le collecteur au (a) passage à 0 montant (b) maximale (c) passage à 0 descendant (d) minimale

#### V.2.4. Simulation de la fonction ISF

Le déphasage du signal de sortie dépend du moment où une perturbation est injectée. Cette relation entre le déphasage et l'instant de l'injection de l'impulsion peut être caractérisée en utilisant la fonction de sensibilité (ISF). En effet, en appliquant des impulsions à différents moments de la période d'oscillation, et en enregistrant le déphasage du signal résultant, nous pouvons accéder à la fonction ISF. Dans ce cadre, la position de l'impulsion est décalée par rapport à la période du signal de sortie et la simulation est relancée pour évaluer la sensibilité de l'oscillateur à un autre moment de la période du signal de sortie. Ainsi l'instant de l'injection est changé pour couvrir une période complète. Comme l'analyse transitoire prend un temps de calcul important quand le pas de temps choisi est petit, on choisit alors dans une période de (268ps), 20 points équidistants ayant presque le même intervalle où chaque point correspond à un retard par rapport à 0.

La figure IV.22 présente la fonction de sensibilité de l'oscillateur obtenue en réponse à l'injection d'une impulsion de courant fixe ( $2000\mu\text{A}$  pendant  $20\text{ ps}$ ) appliquée au niveau de la capacité  $C_{02}$  du circuit résonateur. Dans le cas de notre étude la sensibilité de l'oscillateur n'est étudiée que dans une seule période du signal de sortie, de ce fait la figure IV.22 ne présente que la première période de la fonction de sensibilité aux impulsions. Dans ce cadre, on constate que la fonction ISF est sinusoïdale avec une période de  $3,73\text{GHz}$  ce qui présente la même période du signal de sortie. En effet les conditions de fonctionnement des transistors dans l'oscillateur sont considérées périodiques, en conséquence la fonction ISF est une fonction périodique ayant la même période que l'oscillateur. En outre on constate que la sensibilité de l'oscillateur à une source de bruit de courant est bien dépendante du moment l'injection de l'impulsion. L'oscillateur est plus sensible au bruit au niveau des transitions du signal de sortie lorsque la variation de la phase est maximale et complètement à l'abri des perturbations au niveau des crêtes. En effet, une source de bruit appliquée à l'instant où le signal de sortie est maximum contribue de manière moins importante au bruit de phase de l'oscillateur.



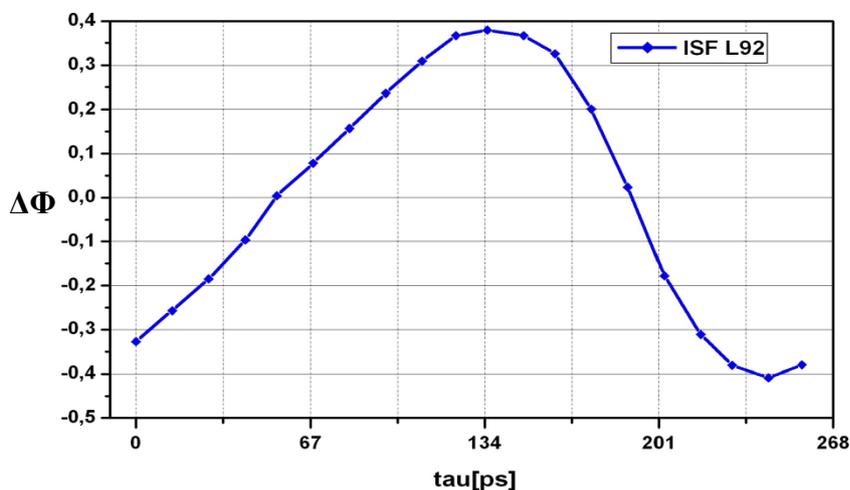
**Figure IV.22:** Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de courant, en parallèle, sur la capacité  $C_{02}$  en fonction du paramètre 'retard'

Les figures IV.23, IV.24, IV.25 et IV.26 présentent la sensibilité en phase de l'oscillateur au niveau d'autres nœuds du circuit de l'oscillateur. Dans ce cas des impulsions de courant sont injectées au niveau de l'inductance  $L_{92}$  et de la capacité  $C_{90}$  du circuit résonateur et au niveau de la base et du collecteur du transistor bipolaire.

Il peut être consulté à partir de ces figures que la sensibilité de l'oscillateur dépend du nœud d'injection. Dans ce cadre, on note que la fonction de sensibilité de l'oscillateur est faible dans le cas d'une perturbation injectée au niveau du collecteur et de la capacité  $C_{90}$ , est importante lorsque l'injection est effectuée au niveau de la base et de l'inductance  $L_{92}$ .

La fonction ISF est une fonction sinusoïdal avec une période de 268 ps (les figures ne présente que la première période), elle a sa valeur maximale au passage à zéro du signal de sortie de l'oscillateur, et sa valeur minimum au maximum de ce dernier. Donc la fonction ISF peut être considérée comme proportionnelle à la dérivée du signal de sortie de l'oscillateur. Cette fonction peut être alors exprimé par  $\Gamma = -\sin(\omega_0 t)$ . [13].

La fonction ISF est symétrique pour le cas d'un oscillateur LC. La symétrie de la fonction ISF indique que la valeur moyenne de l'ISF, c'est à dire,  $c_0$  est faible. Le circuit présente donc moins de bruit  $1/f$  converti en bruit de phase.



**Figure IV.23:** Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de courant, en parallèle sur l'inductance  $L_{92}$  en fonction du paramètre "retard"

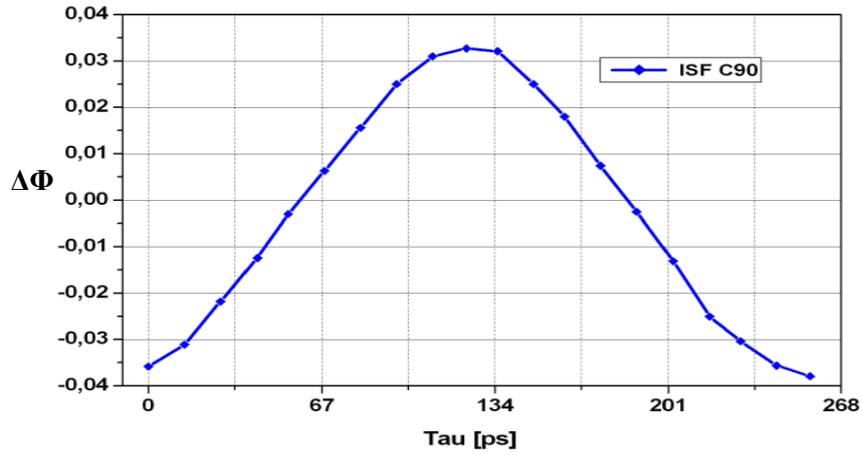


Figure IV.24: Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de courant, en parallèle sur la capacité C90 en fonction du paramètre "retard"

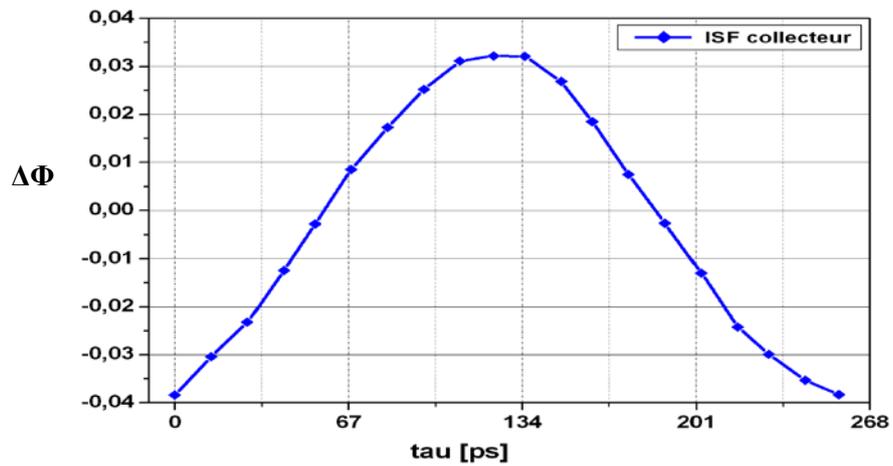


Figure IV.25: Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de courant, en parallèle sur le collecteur en fonction du paramètre "retard"

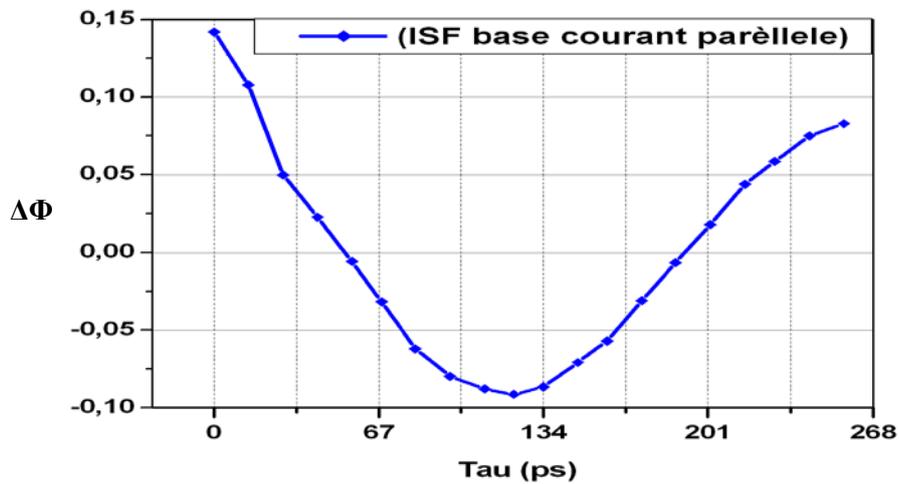
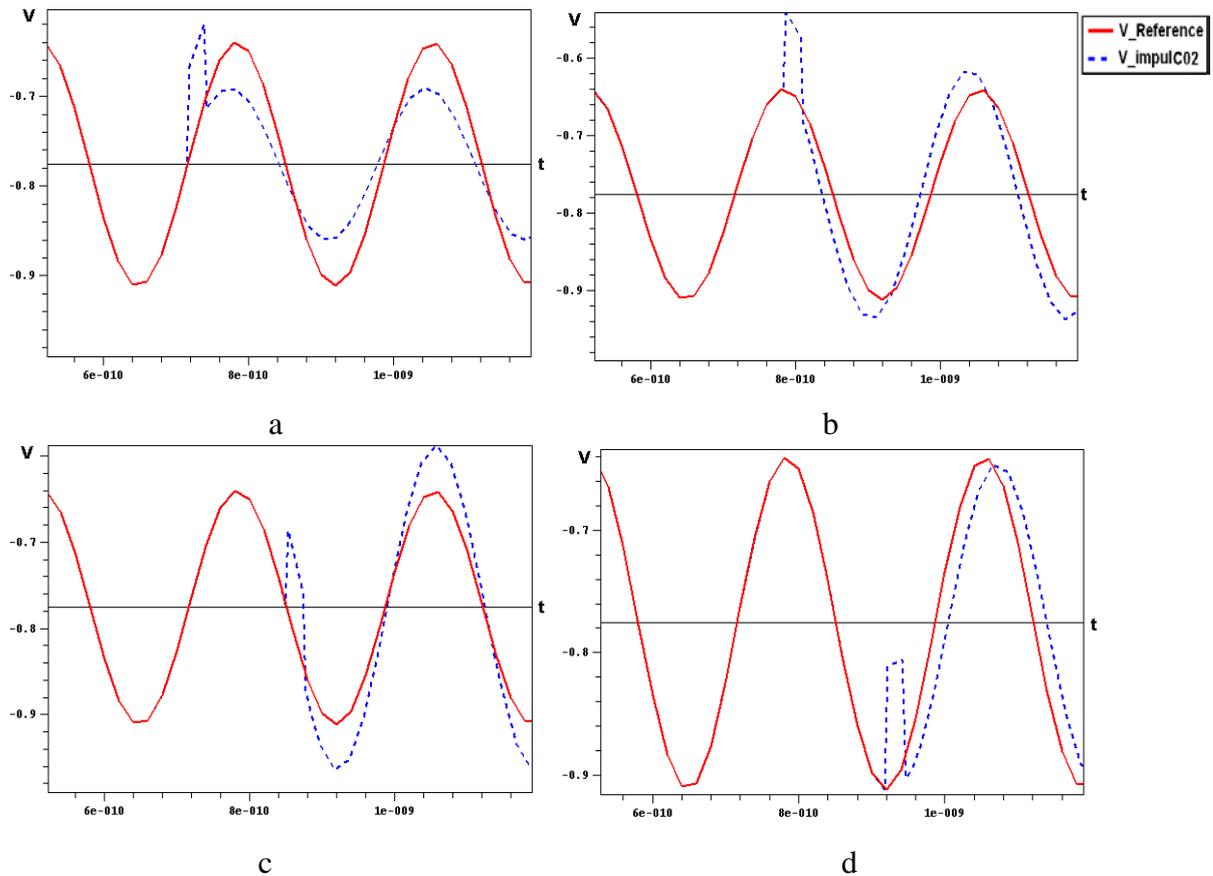


Figure IV.26: Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de courant, en parallèle sur la base en fonction du paramètre "retard"

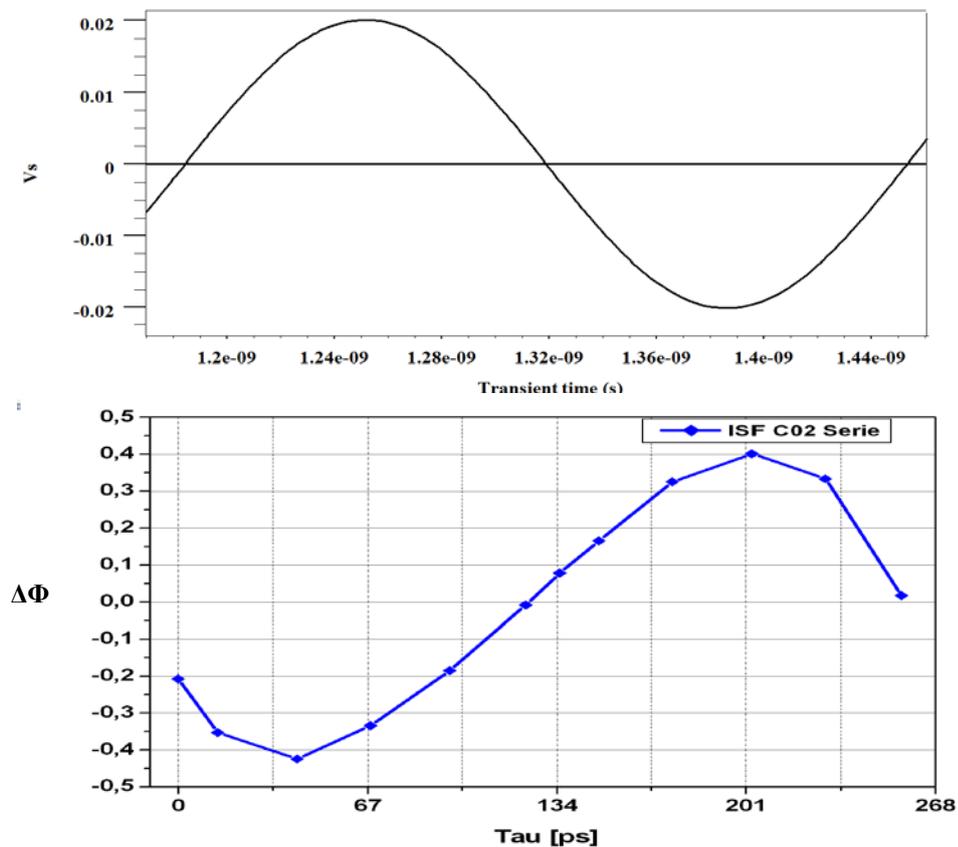
### V.2.5. Cas d'une impulsion de tension

Dans cette partie, nous allons traiter le cas où l'impulsion injectée est une impulsion de tension. La variation de la charge du nœud d'intérêt causée par l'injection dépend de l'amplitude de la source de tension. La valeur de l'amplitude ne doit donc pas changer la linéarité de la réponse de bruit de phase. Dans ce cas, une impulsion de tension de 0,5mV d'amplitude et d'une durée de 10ps est appliquée en parallèle avec la capacité du résonateur  $C_{02}$ . Quatre moments aux cours de la période d'oscillation sont choisis pour injecter la source de bruit (au niveau des extremums et du passage par zéro de la tension de sortie. La figure IV.27 montre la dépendance du signal de sortie du moment de l'injection d'une impulsion de tension. Ainsi, si l'impulsion est appliquée au moment du passage par zéro du signal de sortie, l'effet sur la phase sera maximum et nul sur l'amplitude. Inversement, si l'impulsion est appliquée au moment où la sortie est à son maximum en amplitude, l'effet sur l'amplitude du signal de sortie sera maximum et nul pour la phase. La notion de variance avec le temps est donc vérifiée pour le cas d'une impulsion de tension. Plus l'injection est proche de l'instant du passage à zéro, plus l'impact sur la phase est important.

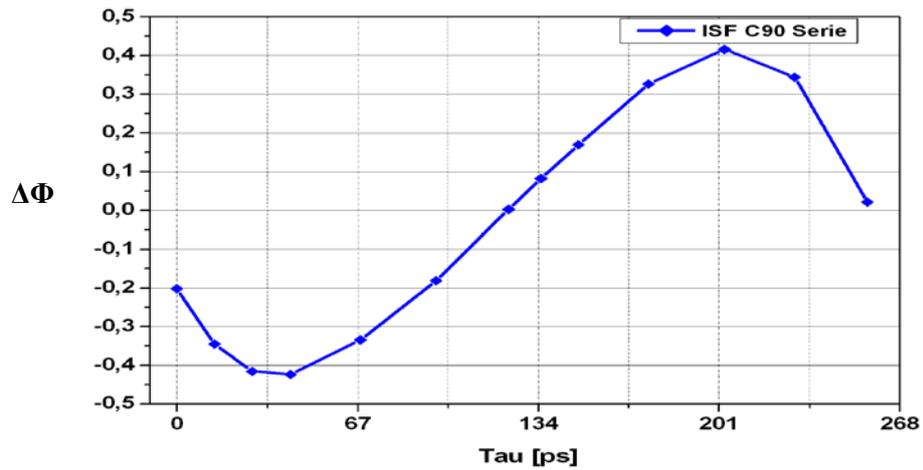


**Figure IV.27:** Effet d'une impulsion de tension sur la capacité  $C_{02}$  au (a) passage à 0 montant (b) amplitude max (c) passage à 0 descendant (d) amplitude min

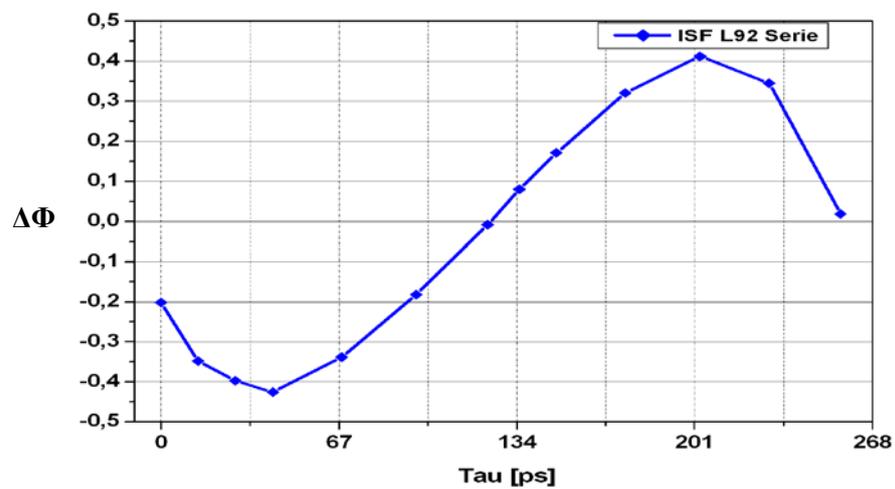
Les figures IV.28, IV.29 et IV.30 présentent les courbes de l'ISF obtenues en réponse à des impulsions de tension injectées au niveau des différents nœuds du circuit LC. Les résultats obtenus montrent nettement l'influence de l'instant d'injection d'impulsion de tension sur les performances en bruit de phase de l'oscillateur. Nous constatons que la fonction ISF atteint son maximum, lorsque l'injection est proche de l'instant du passage à zéro et non pas au moment du passage par 0. La fonction ISF pour le cas d'une impulsion de tension est sinusoïdale avec un décalage de 80 degrés par rapport à la tension de sortie (la fonction de l'ISF a ses valeurs maximales près du passage à zéro de l'oscillation, et un zéro des valeurs proches du maximum de l'oscillation). L'analyse de l'ISF suggère que l'instant d'injection du bruit est un point important permettant l'amélioration des performances en bruit de phase de l'oscillateur. L'oscillateur est plus sensible aux sources de bruit à proximité du passage à zéro du signal de sortie. Ce concept peut être utilisé pour la conception d'oscillateurs à faible bruit. En effet, L'injection du bruit doit donc être minimisée pendant les moments de passage par zéro du signal de sortie. Cela peut être obtenu en choisissant des tailles de transistors qui ne pénalisent pas la vitesse de ce dernier. En effet, plus le transistor est rapide, plus son temps d'ouverture est court et donc plus l'injection de bruit est faible.



**Figure IV.28:** Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de tension, en série sur l'inductance  $C_{02}$  en fonction du paramètre "retard"



**Figure IV.29:** *Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de tension, en série sur l'inductance  $C_{90}$  en fonction du paramètre "retard"*



**Figure IV.30:** *Fonction de sensibilité aux impulsions pour une impulsion parasite de tension, en série sur l'inductance  $L_{92}$  en fonction du paramètre "retard"*

#### IV. bruit de substrat

Les perturbations générées par le substrat représentent un autre paramètre important qui limite les performances en bruit de phase des oscillateurs. En effet, aux sources de bruit intrinsèques à l'oscillateur, s'ajoutent d'autres sources de bruits causées par le substrat. Le travail présenté dans cette dernière partie du chapitre, a pour but d'étudier, l'impact du bruit substrat sur les oscillateurs LC. L'objectif étant d'étudier l'influence des perturbations parasites générées par le substrat sur le bruit de phase d'un oscillateur Colpitts intégrant comme élément actif un TBH SiGe. L'étude de la transformée de fourrier du signal de sortie permet de visualiser l'effet de ces perturbations via l'injection de courants de perturbations.

## IV.1. Généralités sur le bruit de substrat

Aujourd'hui, un grand nombre de circuits mixtes intégrant de fonctions RF sont réalisés avec les nouvelles filières technologiques CMOS, utilisant un substrat résistif de l'ordre de 20  $\Omega$ -cm. En raison de sa faible résistivité, le substrat peut être considéré typiquement comme un nœud unique. L'intégration de fonctions RF dans les circuits mixtes laisse apparaître des problèmes de couplage entre les signaux numériques et analogiques, liés à la mauvaise isolation du substrat. Sur un tel substrat, le bruit généré à la commutation des étages numériques se propage par le substrat conducteur et touche les étages analogiques [22]. Ainsi tous les courants injectés dans le substrat peuvent provoquer des fluctuations du potentiel substrat. Ces fluctuations sont appelées dans la littérature bruit substrat même si elles ne représentent pas un vrai bruit [23].

Ces perturbations modifient les caractéristiques des composants ainsi que les courants dans les nœuds du circuit, en changeant le point dynamique de fonctionnement de l'oscillateur. Ainsi le bruit substrat perturbe la tension appliquée aux varactors de l'oscillateur, change la capacité du circuit LC et module en fréquence la porteuse [24].

## IV.2. Sources de bruit substrat

Plusieurs mécanismes de nature différente, peuvent créer des perturbations susceptibles de se propager dans le substrat d'un circuit intégré. Le bruit substrat, pour les circuits réalisés sur un substrat de silicium résistif, est généré principalement par quatre mécanismes:

- Les fluctuations de l'alimentation des blocs numériques qui se transmettent au substrat.
- Les fluctuations d'alimentation, appelées couramment dans la littérature sauts d'alimentation. Elles sont générées lors de la commutation des cellules des circuits numériques. Ces fluctuations apparaissent en raison du réseau RLC formé par les éléments parasites. Ce mécanisme de génération est souvent la cause principale du bruit substrat [25].
- Le couplage capacitif des drains ou des sources des transistors MOS.

Le front de commutation entre le niveau haut et le niveau bas, qui transite par le drain des transistors MOS, induit des courants dans le substrat à travers la capacité des jonctions drain-substrat (ou drain-caisson). La tension substrat qui est générée à la commutation a une forme similaire au front appliqué sur le drain mais de signe contraire [26].

- L'ionisation par impact dans les transistors

Le phénomène d'ionisation par impact intervient dans le canal du transistor MOS (jonction canal drain polarisée en inverse) quand le champ électrique est suffisamment fort pour créer

des porteurs, pouvant eux-mêmes créer des paires électrons- trous. Les trous vont générer à leur tour, un courant allant de la région drain vers le substrat (pour un MOS à canal N). Ce courant sera toujours positif, indépendamment du front de tension sur le drain [27].

- les couplages capacitifs entre les pistes métalliques et le substrat.

Ce couplage, très dépendant de la géométrie du circuit, est en général négligé, sous l'hypothèse que les largeurs des pistes des étages numériques sont suffisamment faibles.

### IV.3. Génération des parasites dans le substrat

Les sources de bruit dans le substrat génèrent des parasites susceptibles d'atteindre les composants analogiques du circuit mixte, et de perturber leur fonctionnement. Les différents mécanismes mis en jeu dans le bruit substrat sont classés dans trois grandes parties:

- La génération des perturbations susceptibles de transiter dans le substrat.
- La propagation des tensions et courants parasites dans le substrat du circuit intégré.
- La réception des perturbations substrat.

### IV.4. Bandes latérales causées par les perturbations

Le bruit substrat de l'amplificateur perturbe la tension appliquée à l'oscillateur, et change la capacité du circuit LC. La fréquence propre d'un oscillateur peut être altérée par la présence de ces interférences près de la fréquence d'oscillation. En effet les perturbations substrat sont converties à côté de la porteuse, en augmentant le bruit de phase de l'oscillateur. Dans ce cas, les caractéristiques spectrales de l'oscillateur peuvent être affectées par ces perturbations. En effet, lorsque l'oscillateur est perturbé par un signal, il peut apparaître dans son spectre des bandes latérales parasites qui peuvent s'avérer relativement gênantes notamment en réception.

Dans le cas d'une perturbation sinusoïdale superposée aux tensions ou en courant de polarisations :

$$v_m(t) = A_m \cos(\omega_m t) \quad \text{ou} \quad i_m(t) = A_m \cos(\omega_m t) \quad (\text{IV.25})$$

La fréquence change selon l'équation:

$$f = f_c + K v_m(t) \quad (\text{IV.26})$$

Où  $f_c$  est la fréquence de sortie l'oscillateur et  $K$  est la fonction de sensibilité.

Avec l'intégration de la fréquence pour déterminer la phase, le signal de sortie de l'oscillateur sera donné par l'équation suivante :

$$s(t) = S. \cos\left(\omega_c t + \frac{K. A_m}{f_m} \sin(\omega_m t)\right) \quad (\text{IV.27})$$

Ainsi, nous pouvons exprimer la puissance de la bande latérale par rapport à la porteuse (Power of the Side Band to the Carrier) par :

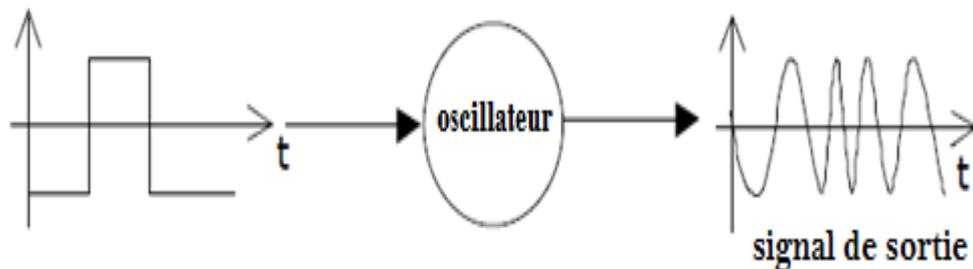
$$P_{\text{sbc}} = 20. \log\left[\frac{K. A_m}{2f_m}\right] \quad (\text{IV.28})$$

Les caractéristiques spectrales de l'oscillateur (le bruit de phase) peuvent être fortement affectées par les perturbations engendrées. Toute perturbation sur substrat va générer des bandes latérales parasites à côté de la porteuse. Pour des fréquences perturbantes plus réalistes, de l'ordre de la dizaine de MHz, des raies apparaissent de part et d'autre de la raie principale de l'oscillateur. La fréquence de ces raies est la fréquence de l'oscillateur plus la fréquence perturbante.

#### IV.5. Etude du bruit de substrat

Dans cette étude, nous proposons une méthode d'analyse du bruit afin de comprendre le comportement de l'oscillateur envers les perturbations générées par le substrat. Des simulations transitoires et fréquentielles sont mises en place, pour permettre de prédire le comportement de l'oscillateur. Grâce à ces simulations, le bruit de phase de l'oscillateur peut être modélisé comme le résultat d'une perturbation connue imitant les signaux perturbants qui retracent les parasites générés par le substrat.

Ces perturbations peuvent être une variation brutale de la tension du substrat, ou encore une fluctuation sur le circuit LC. Nous présentons alors le comportement de l'oscillateur soumis à des perturbations injectées volontairement au niveau du circuit LC et du substrat. Ces perturbations envoyées sont des signaux sinusoïdaux ou des créneaux de courant, d'une durée faible devant la période du signal de l'oscillateur.



**Figure IV.31:** Illustration des perturbations injectées

Le bruit de phase modélisé par les sources de courant injectées, peut-être étudié directement sur le signal de sortie ou via une transformée de fourrier, cette dernière méthode permet d'évaluer la qualité d'un oscillateur à travers l'analyse spectrale du signal de sortie. Dans ce cadre, une analyse spectrale du signal de sortie de l'oscillateur soumis à des perturbations injectées volontairement sera abordée. À travers cette l'étude, les bandes latérales qui apparaissent autour de la fréquence porteuse de l'oscillateur permet d'appréhendé l'effet des perturbations.

#### IV.5.1. Spectre du signal de sortie de l'oscillateur étudié

La figure IV.32 presente le spectre du signal de sortie de l'oscillateur étudié sans perturbation. Une illustration de l'oscillation à 3.7 GHz est relevée par l'analyse du spectre. Comme on peut le constater, la pureté du spectre est parfaite, la figure montre une seule raie (le fondamental) à  $f=3.7$  GHz qui présente la fréquence d'oscillation de l'oscillateur.

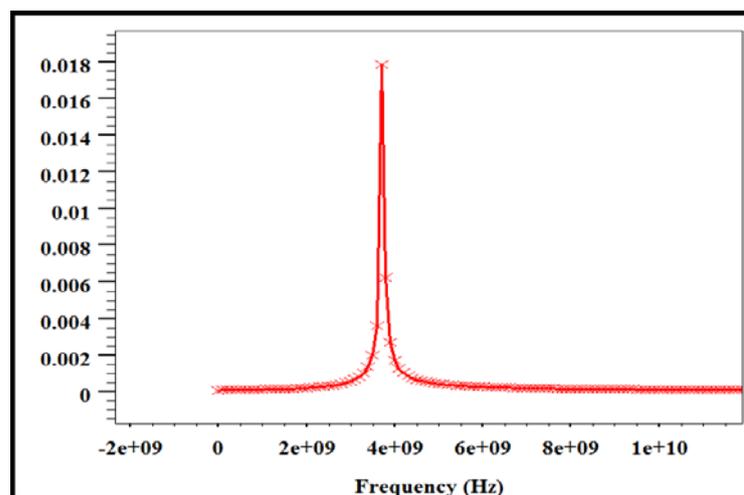
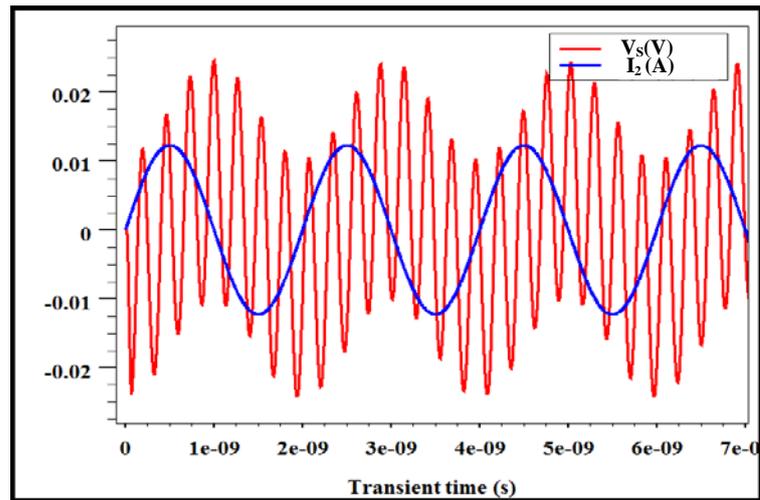


Figure IV.32: Spectre du signal de sortie de l'oscillateur obtenu sans perturbation

### IV.5. 2. Perturbations injectés au niveau du circuit LC

#### IV.5. 2. 1. Injection d'un signal sinusoïdal

Comme un premier exemple, nous considérons une perturbation sinusoïdale d'une fréquence de 250MHz et une amplitude de 1,5mA injectée au niveau du circuit LC. La figure IV.33 visualise la représentation dans le temps du signal de sortie de l'oscillateur sous l'effet d'une perturbation sinusoïdale injectée. On constate que le signal de sortie est "tordu" sous l'effet de l'injection, on voit clairement que son enveloppe suit la forme du signal injecté. Une distorsion correspond toujours à la création de fréquences harmonique.



La figure IV.33: Signal de sortie de l'oscillateur soumis à une perturbation sinusoïdale

Le spectre du signal de sortie de l'oscillateur sous l'effet d'une perturbation sinusoïdale est présenté sur la figure VI.34, on identifie bien la raie du signal de la porteuse au centre à 3.73GHz, en plus d'une autre harmonique à 250MHz correspondant à la perturbation injectée.

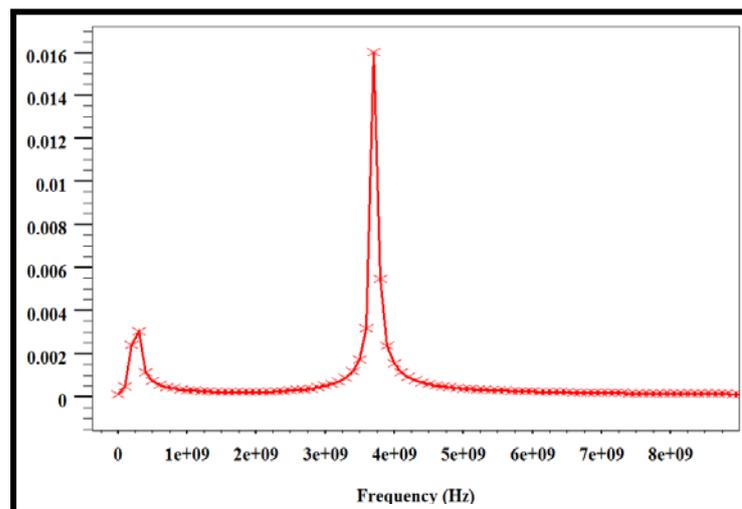
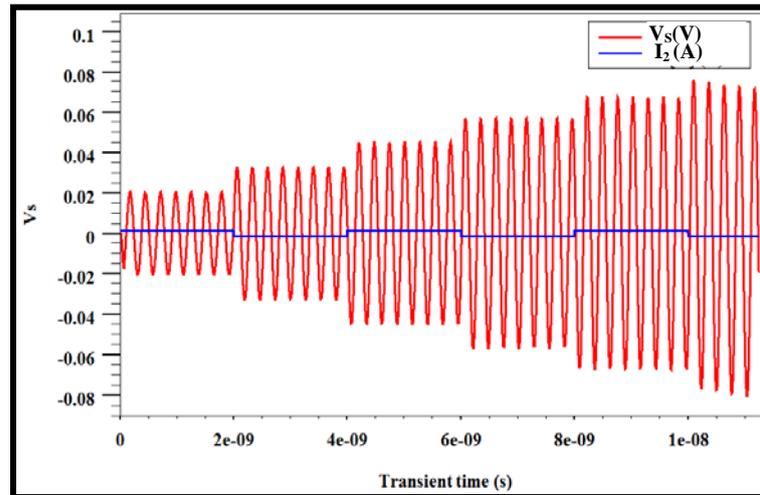


Figure VI.34: Spectre du signal de sortie de l'oscillateur soumis à une perturbation sinusoïdale

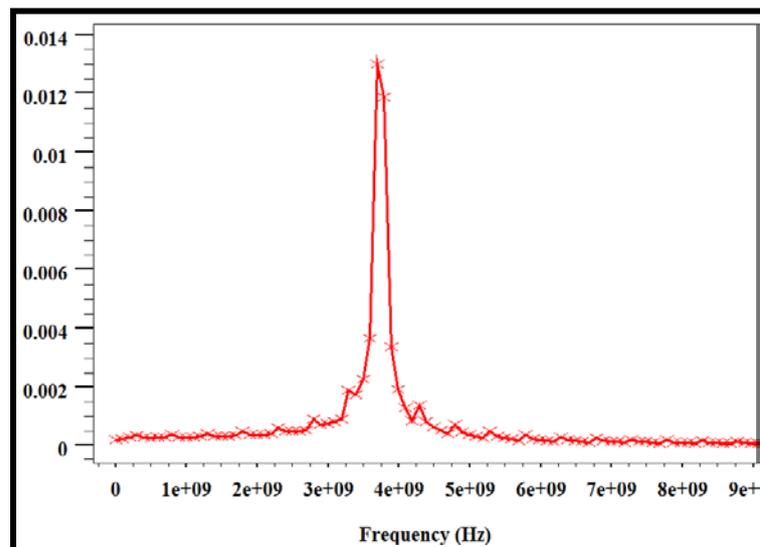
#### IV.5.2.2. Injection d'un signal horloge

Pour cette partie, nous considérons comme une perturbation un signal carré (horloge) avec une fréquence de 250MHz, dont l'amplitude présente un niveau de commutation entre 0mA et 1.5mA injectée au niveau du circuit LC. La figure VI.35 montre la représentation dans le temps du signal de sortie de l'oscillateur lorsqu'il est perturbé par signal 'horloge' (~ 250 MHz) injectée au niveau du circuit LC.



**Figure VI.35:** Signal de sortie de l'oscillateur sous l'effet d'une perturbation horloge.

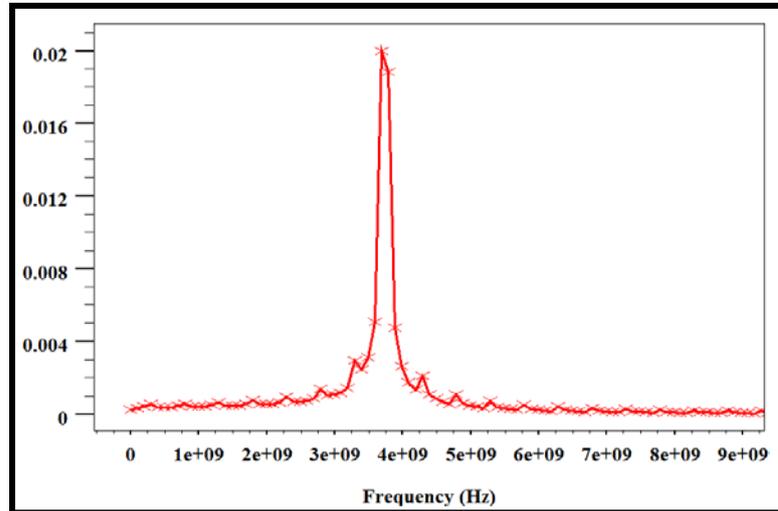
La figure VI.36 montre l'impact de la commutation d'un signal horloge fonctionnant à 250 MHz dont l'amplitude varie entre 0 et 1.5mA sur le spectre du signal de sortie. En ce qui concerne la perturbation horloge injectée sur le réseau LC, l'effet de la perturbation sur le spectre du signal de sortie est bien visible. On constate que ce dernier, se compose d'une raie de fréquence  $f_0$  correspondant à la porteuse et d'une infinité de raies latérales d'ordre impaires autour de la fréquence. La présence de ces harmoniques d'ordre impair traduit la forme d'onde carrée du signal. D'autre part, il est remarquable que le spectre obtenu présente une asymétrie du nombre des niveaux latérale par rapport à l'harmonique fondamentale.



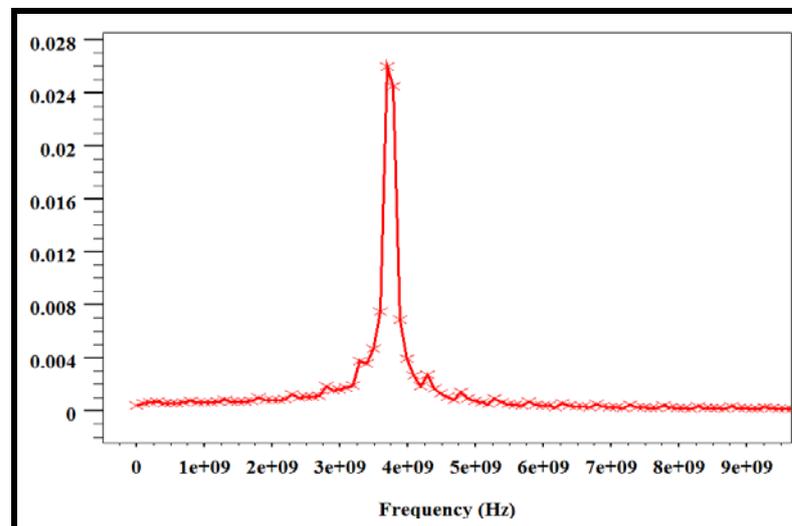
**Figure IV.36:** Spectre du signal de sortie de l'oscillateur pour une horloge (250MHz) qui bascule entre 0 et 1.5mA injectée au niveau du circuit LC

### VI.5.2.2.1. Influence de l'amplitude du signal horloge injecté

Les figures IV.37 et IV.38 présentent d'autres résultats concernant l'effet d'une perturbation horloge sur le spectre du signal de sortie. Ces résultats sont obtenus pour différentes perturbation injectée au niveau du circuit LC dont leurs amplitudes varient entre -0.0005 et 0.0015A pour le premier cas et entre -0.0015 et 0.0015A pour le dernier cas.



**Figure IV.37 :** Spectre du signal de sortie de l'oscillateur pour une horloge (500MHz) qui bascule entre -0.0005 et 0.0015A injectée au niveau du circuit LC



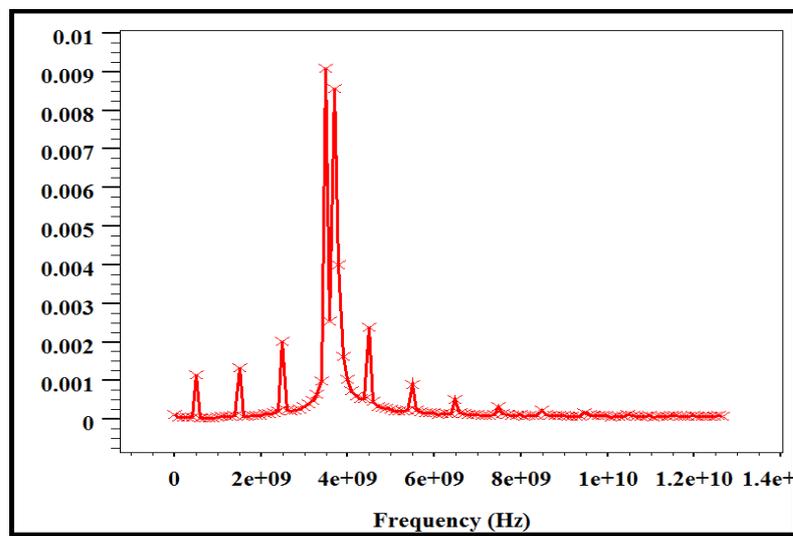
**Figure IV.38 :** Spectre du signal de sortie de l'oscillateur pour une horloge (250MHz) qui bascule entre -0.0015A et 0.0015A injectée au niveau du circuit LC

On peut constater que les niveaux de bandes latérales augmentent en fonction de l'amplitude de la perturbation injecté. Plus l'amplitude de la perturbation injectée est

importante plus les niveaux des raies est important. Les niveaux de bande latérale varient presque linéairement avec l'amplitude du signal de perturbation.

#### VI.5.2.2.2. Influence de la fréquence du signal injecté

La figure IV.39 présente le spectre du signal de sortie quand le signal de perturbation injecté est une horloge dont l'amplitude à un niveau de commutation entre  $-1.5\text{mA}$  et  $1.5\text{mA}$  mais avec une fréquence de  $500\text{MHz}$  injectée au niveau du circuit LC. Sur la figure, on observe deux pics, ceci peut être expliqué par un repliement du spectre dû à l'injection de la perturbation à une fréquence de  $500\text{MHz}$ . La fréquence réelle qui sera interprétée est de  $3.5\text{GHz}$  alors que la fréquence souhaitée est de  $3.78\text{GHz}$ .

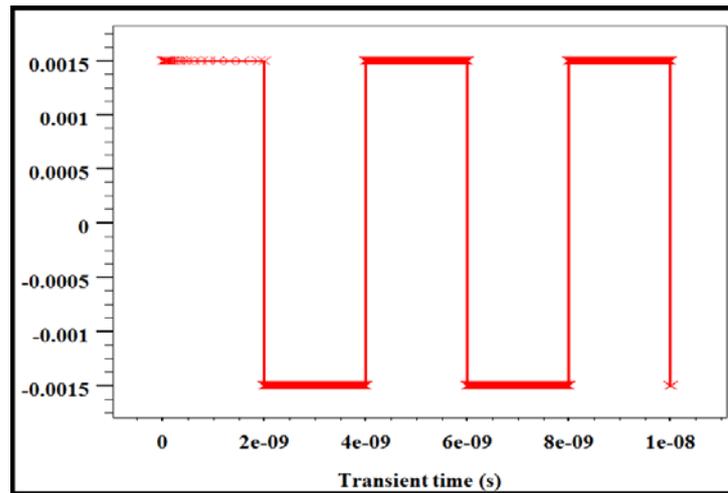


**Figure IV.39:** Spectre du signal de sortie de l'oscillateur pour une horloge ( $500\text{MHz}$ ) qui bascule entre  $-1.5$  et  $1.5\text{mA}$  injectée au niveau du circuit LC

La fréquence maximale autorisée sans qu'il apparaisse un phénomène de repliement de spectre est de  $4000\text{Hz}$ , soit  $F_s/2$ . Car d'après le théorème de Shannon, la fréquence d'échantillonnage doit être au moins deux fois plus grande que la plus grande fréquence contenue dans le signal.  $\Leftrightarrow F_e \geq 2.F$

### III. 5.3. Décomposition en série de Fourier

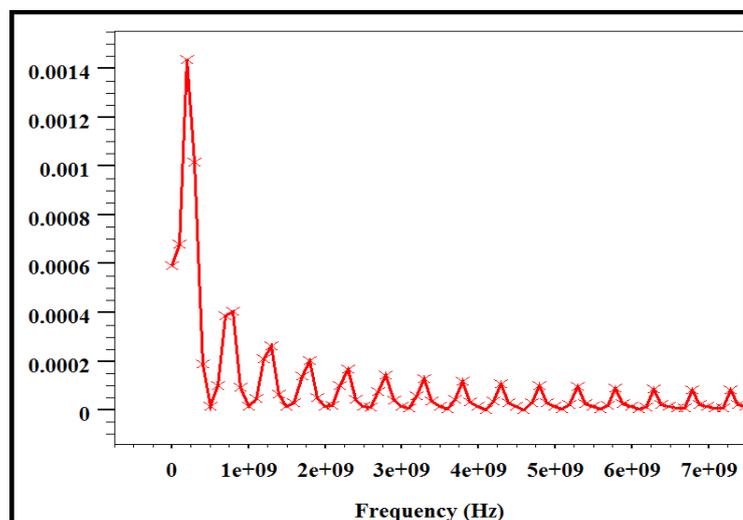
La figure IV.40 présente le signal horloge injectée au niveau du circuit LC, dont l'amplitude avec un niveau de commutation entre  $-1.5\text{mA}$  et  $1.5\text{mA}$ .



**Figure IV.40:** Signal horloge (~ 250 MHz)

La décomposition en série de Fourier permet de décrire un signal carré parfait comme une série illimitée. En raison des symétries le spectre du signal carré ne comporte, que des harmoniques de rang impair et son enveloppe est une hyperbole en  $1/n$ .

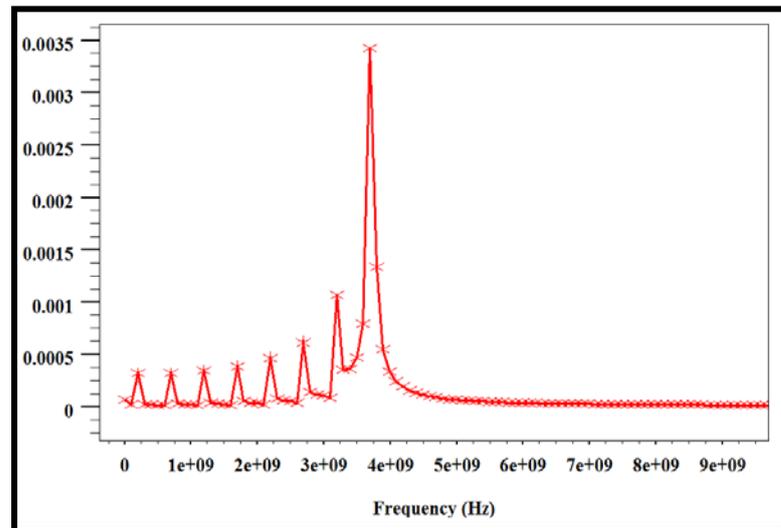
$$x(t) = \frac{4E}{\pi} \left[ \sin(\omega t) + \frac{\sin(3\omega t)}{3} + \frac{\sin(5\omega t)}{5} + \dots \right]$$



**Figure IV.41:** transformée de fourrier du Signal HORLOGE (~ 250 MHz) [-1.5 et 1.5mA]

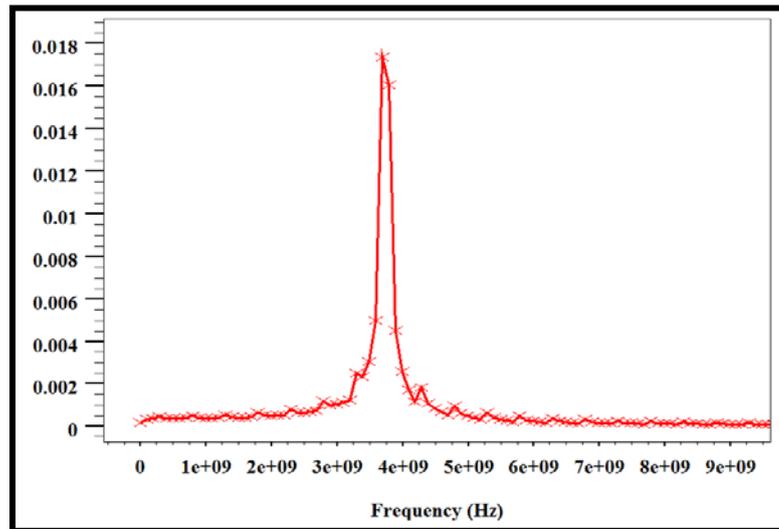
La figure IV.41 présente la densité spectrale du signal carré injecté obtenu par transformer de fourrier. Ce dernier se décompose en une somme de raies de fréquence  $f_1=f_e$ ,  $f_3=3.f_e$ ,  $f_5=5.f_e$ ...Donc, ce signal est décomposable en une somme de 'sinus' de fréquences impaires de plus en plus élevées (multiples de la fréquence du "fondamentale", égale à celle du signal carré lui-même).

Pour analyser l'effet de l'intermodulation du signal de sortie avec le signal de bruit on étudie l'effet d'une perturbation horloge sur le spectre du signal de sortie. Comme le signal carré est décomposable en série de sinus, dans l'exemple suivant nous considérons une série de perturbation sinusoïdale, envoyées séparément au niveau du circuit LC. Les amplitudes et les fréquences des perturbations sinus envoyées sont choisies telles qu'elles correspondent respectivement aux amplitudes et aux fréquences des raie latérale du spectre du signal carré déjà injecté. Dans un premier temps nous considérons sept perturbations sinusoïdales, les amplitudes et les fréquences des sinus envoyées sont choisis tel qu'ils correspondent aux amplitudes et aux fréquences des sept premières harmoniques du spectre du signal carré: le fondamental plus les six premières harmonique. Sur le spectre résultant on voit une composante à 3.7MHz en plus d'autres rais correspondent à chacune des perturbations sinus injectées.



**Figure IV.42:** *Transformée de Fourier du signal de sortie sous l'effet de la somme de 7 perturbations sinus qui présentent les fréquences et les amplitudes suivantes: fondamentale (250Hz) et les harmoniques 1 (750MHz), 3(1250MHz), 5 (1750MHz), 7(2250MHz), 9 (2750Hz), et 11(3250MHz) injectés au niveau du circuit LC*

Pour un deuxième exemple ne retiendrons les fréquences et les amplitudes des quatorze premières harmoniques du spectre du signal carré: le fondamental plus les treize première harmonique. La figure IV.43 présente la densité spectrale du signal de sortie de l'oscillateur étudié soumis à une série de quatorze perturbation sinus qui présente respectivement les fréquences et les amplitudes des vingt cinq premières harmoniques du signal carré. On observe bien sur le spectre obtenu les harmoniques correspondant aux fréquences des perturbations injectés plus la fréquence du fondamental.



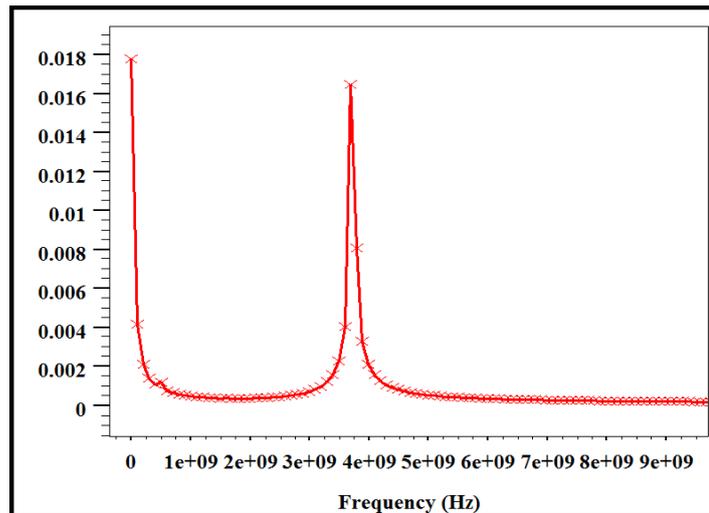
**Figure IV.43:** Transformée de Fourier du signal de sortie sous l'effet de la somme de 14 perturbations sinus (fondamental 250Hz + les harmoniques de 1 à 25) injectées au niveau du circuit LC

En comparant les deux spectres obtenus par les deux méthodes, le spectre obtenu directement par l'injection d'un signal carré et le spectre obtenu sous l'effet de somme des plusieurs perturbation sinusoïdales, nous constatons que les deux spectres sont assez comparables. Toutefois, on constate que la deuxième méthode sous-estime l'amplitude des harmoniques par rapport à la transformé de Fourier directe. Nous pouvons ainsi déterminer le spectre de bruit de phase global de l'oscillateur en sommant la contribution des sources de bruit.

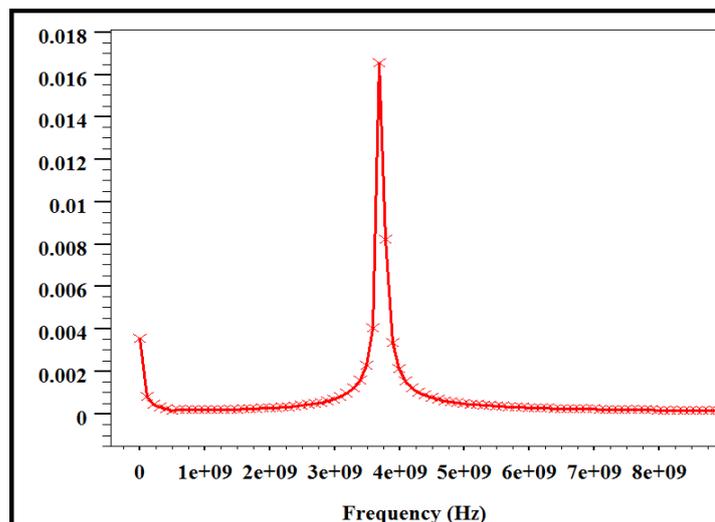
### III. 5.4. Perturbation au niveau du substrat

Dans cette partie nous étudions l'effet des perturbation lorsqu'elles sont injectées au niveau du substrat du transistor bipolaire à hétérojonction intégré dans l'oscillateur étudié. Les résultats des figures IV.44 et IV.45 présentent le comportement de l'oscillateur étudié fonctionnant dans la bande 3.7 GHz, soumis à des perturbations horloge injectées au niveau du substrat. Ces perturbations générées à 250 MHz présentent différentes amplitudes (10 $\mu$ A et 50 $\mu$ A) et sont appliqués au niveau du substrat du transistor.

Nous constatons que le signal horloge 250 MHz injecté au niveau du substrat ne provoque pas l'apparition de raies latérales supplémentaire au niveau du spectre de l'oscillateur. Les perturbations générées n'atteignent pas le spectre du signal de sortie de l'oscillateur en raison de l'atténuation dans le substrat. Au fait, le substrat se comporte comme un filtre passe bas.



**Figure IV.44:** Transformée de Fourier du signal de sortie de l'oscillateur pour une horloge (500MHz) qui bascule entre 0 et 0.05mA injectée au niveau du substrat (BOTOM)



**Figure VI.45:** Transformée de Fourier du signal de sortie de l'oscillateur pour une horloge (500MHz) qui bascule entre 0 et 0.01mA injectée au niveau du substrat (BOTOM)

## IV. Conclusion

Le but de ce chapitre était l'analyse en mode mixte d'un oscillateur LC radiofréquence, construit autour d'un transistor bipolaire à hétérojonction SiGe. Dans un premier temps nous nous sommes intéressés à l'étude de l'effet des défauts électriquement actifs introduits par l'étape d'implantation de la base extrinsèque sur le bruit de phase d'un l'oscillateur LC. La présence de ces défauts à une réelle influence sur la phasage du signal de sortie de l'oscillateur étudié. La simulation prédit une augmentation du déphasage du signal de sortie de l'oscillateur étudié en fonction des différents caractéristiques de ces défauts.

Dans un deuxième temps, nous avons proposé une analyse de bruit de phase en utilisant la théorie LTV proposée par Hajimiri. Cette méthode est basée sur une analyse de la sensibilité de la fréquence d'oscillation de l'oscillateur étudié aux différentes sources de bruit. La fonction ISF permet une bonne modélisation du bruit de phase en identifiant les zones et les instants sensibles au bruit. Dans ce cas nous avons démontré que l'instant d'injection du bruit est un point clé dans l'amélioration du bruit de phase des oscillateurs. L'oscillateur est un système variant dans le temps, il présente une forte sensibilité aux sources de bruit au niveau des transitions du signal de sortie par 0.

En fin, nous avons abordé le bruit du substrat, d'après notre étude on constate que le bruit substrat converti à côté de la porteuse dégrade le spectre de sortie de l'oscillateur, amenant à des mauvaises caractéristiques en bruit de phase. L'oscillateur, voit donc ses caractéristiques limitées par ces effets substrat. Pour améliorer ses caractéristiques par rapport au substrat, il est donc nécessaire de réaliser des structures adaptées pour limiter le bruit de substrat.

## Références bibliographiques

- [1] J. Rutman, "Characterization of phase and frequency instabilities in precision frequency sources: Fifteen years of progress," *Proceedings IEEE*, vol. 66, pp. 1048–1075, Sept. 1978.
- [2] José Cruz, "Contribution à la conception de systèmes de radiocommunications: de la modélisation de transistors bipolaires à l'évaluation des performances du système d'émission-réception," thèse de doctorat, INSA de Lyon, France, pp.62, 2007.
- [3] E. de Foucauld, "Conception et réalisation d'oscillateurs accordables en fréquence en technologie SiGe pour les radio-téléphones", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre : 2-2000.
- [4] Julien MIRA, "Conception d'oscillateurs contrôlés en tension dans la gamme 2 GHz - 10 GHz, intégrés sur silicium et analyse des mécanismes à l'origine du bruit de phase", Thèse de Doctorat de l'Université Bordeaux 1, N° d'ordre: 2897, 2004.
- [5] M. REGIS, O. LLOPIS et J. GRAFFEUIL: Non-linear modelling and design of bipolar transistors ultra low phase noise dielectric resonator oscillators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(10):1589–1593, October 1998.
- [6] G. Cibilet al, Ultra low phase noise SiGe HBT–Application to a C band sapphire resonator oscillator. *IEEE Microwave Theory Tech. Symp– Seattle, USA*, Vol.2, pp.691–694, 2002.
- [7] A. Demir, A. Mehrota, J. Roychowdhury, 'Phase Noise in oscillators: a unified theory a numerical methods for characterisation', *IEEE Circuits and Systems*, Vol.47, pp.655-674, 2000.
- [8] B. Razavi, 'A study of phase noise in CMOS oscillators', *IEEE J.Solid-State Circuit*, Vol.31, pp.331–343, 1996.
- [9] D. B. Leeson, "A simple model of feedback oscillator noise spectrum," in *Proc.IEEE*, vol. 54, pp. 329–330, Feb. 1966.
- [10] D. B. Leeson, "A simple model of feedback loop oscillator noise spectrum", *Proceeding of the IEEE*, vol. 54, pp. 329-330, February 1966.
- [11] Marc Houdebine, "Contribution pour l'amélioration de la robustesse et du bruit de phase des synthétiseurs de fréquences". Thèse de Doctorat de l'INP Grenoble, 2006.
- [12] H. Jacquinet, "Etude de l'intégration en technologies silicium de boucles de synthèse pour des applications radiofréquences à 5 GHz", PhDthesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, Dec. 2001.
- [13] Ali Hajimiri and Thomas H. Lee, "A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, No. 2, pp. 179-194, February 1998.

- [14] Ali Hajimiri and Thomas H. Lee, "The Design of Low Noise Oscillators", Kluwer Academic Publishers, ISBN:0-7923-8455-5, 1999.
- [15] Thomas H. Lee and Ali Hajimiri, "Oscillator Phase Noise: A Tutorial", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, No. 3, pp. 326-336, March 2000.
- [16] Donhee Ham and Ali Hajimiri, "Design and Optimisation of a Low Noise 2.4GHz CMOS VCO with Integrated LC Tank and Moscap Tuning", IEEE International Symposium on Circuits And Systems, pp. I-331-I-334, 2000.
- [17] Integrated Systemes Engineering, User's manual, 2002.
- [18] N. Lukyanchikova, N Garbar, M Petrichuk, J F W Schiz and P Ashburn, "The Influence of BF<sub>2</sub> and F Implants on the 1/f Noise in SiGe HBTs With a Self-Aligned Link Base", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol.48 pp. 2808-1815, December 2001.
- [19] david cordeau, "Etude comportementale et conception d'oscillateurs intégrés polyphases accordables en fréquence en technologies Si et SiGe pour les radiocommunications", Thèse de Doctorat de l'Université de Poitiers, 2004.
- [20] ZHANG Hongyang, Étude de bruit de phase dans un oscillateur radio fréquence de type Colpitts intégrant un TBH à base de SiGe, Projet de Fin d'étude, Institut National des sciences Appliquées, INSA de Lyon, 2006.
- [21] Christian Gontrand, Manel Bouhouche, José CruzNuñez Perez, Olivier Valorge, Francis Calmon, Jacques Verdierand, SaïdaLatreche, "Mixed-mode analysis of the sensitivity of a radiofrequency oscillator disturbed by parasitic signals", Wiley International Journal of Numerical Modelling: electronic networks and fields, [www.interscience.wiley.com](http://www.interscience.wiley.com) Vol. 22 Issue 1, pp. 23-42, January 2009.
- [22] R.Singh, "A review of substrate coupling issues and modeling strategies", Proceedings of the Custom Integrated Circuits Conference, pp.491-498, 1999.
- [23] Valorge O., Andrei C., Calmon F. et al. "Design Slop Constraint for Reducing Noise Generation and Coupling Mechanisms in Mixed Signal IC's", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2004), Ajaccio- France, pp.105-108, 2004.
- [24] Cristian Andrei, "Impact du bruit substrat sur les oscillateurs contrôlés en tension à 4.5 GHz, intégrés en technologie BiCMOS 0.35µm", Thèse de Doctorat de L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, N°d'ordre : 2005-ISAL-0068, 2005.
- [25] Larsson P. "di/dt Noise in CMOS Integrated Circuits", Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 14, pp. 113–129, 1997.
- [26] Badaroglu M., Van der Plas G., Wambacq P., et al., " Digital Circuit Capacitance and Switching Analysis for Ground Bounce in ICs With a High-Ohmic Substrate", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 39, No.7, juillet 2004.
- [27] Briaire J., Krisch K. S. Substrate Injection and Crosstalk in CMOS Circuits, Proceedings of Custom Integrated Circuits Conference, pp.483–486, 1999.



# Conclusion générale

# Conclusion générale

Le travail de thèse que nous venons de présenter porte sur l'étude des transistors bipolaires à hétérojonction à base SiGe et leurs application dans le domaine radio fréquence. Il présente une contribution à la conception en technologie SiGe HBT d'oscillateurs à résonateur LC destinés à des applications radiofréquences. En effet, le gain en performance qu'autorisent les TBH SiGe a accru les possibilités de leur intégration dans les oscillateurs RF, mais a dans le même temps rendu critique les contraintes liées à leur intégration sur les performances de ces derniers. Notre travail vise l'étude et la modélisation des transistors bipolaires à hétérojonction Si/SiGe de la filière BiCMOS 6G 0.35  $\mu\text{m}$ , afin de démontrer leurs potentialités pour la réalisation d'oscillateur LC fonctionnant à 3.78GHz. Il est question d'étudier les phénomènes de bruit électrique basse fréquence des TBH SiGe et leurs influences sur le bruit de phase des oscillateurs LC.

Le premier chapitre présente un état de l'art sur les TBH issus de la technologie SiGe et de leurs applications dans le domaine RF. Après avoir rappelé le principe de fonctionnement des transistors bipolaires et donné ces principales caractéristiques électriques et physiques, nous avons présenté l'intérêt de l'incorporation du Ge dans la base du composant. Une synthèse sur les propriétés physiques de l'alliage SiGe a été faite, permettant de cerner au mieux l'impact du germanium sur les performances des TBH. Enfin nous avons donné un aperçu sur les différentes architectures de la technologie BiCMOSSiGe, et démontré les potentialités de ces composants pour réaliser des applications RF.

Le second chapitre traite la modélisation électrique de transistors bipolaires à hétérojonction SiGe. Dans un premier temps, nous avons étudié l'intérêt de l'incorporation du Germanium sur les caractéristiques statiques et dynamiques du composant. Ensuite, nous avons entrepris une étude des défauts électriquement actifs introduits lors de l'étape d'implantation de la base extrinsèque et leurs influences sur les caractéristiques électriques du composant. L'étude du fonctionnement du transistor SiGe a mis en évidence ses limites face à la présence des défauts d'implantation. Les caractéristiques statiques du transistor et en particulier les courants de base à faible polarisation ont permis de cerner les phénomènes de génération recombinaison due à la présence des défauts d'implantation.

Les défauts d'implantation ont un effet crucial sur l'élargissement du profil des dopants de la base, qui présente l'une des causes principales de la perte des performances de ces

dispositifs. Nous avons étudié l'effet du carbone étant un élément qui limite la diffusion du bore causée par la présence de défauts d'implantation sur les caractéristiques électriques du composant.

La présence de défauts dans les TBH est à l'origine de bruit basse fréquence, qui via les non-linéarités des circuits intégrants ces composants, crée un bruit RF, en l'occurrence le bruit de phase. Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à la caractérisation et à la modélisation du bruit basse fréquence dans les transistors bipolaires à hétérojonction SiGe. Après avoir présenté les différentes sources de bruit existantes dans un transistor bipolaire, nous nous sommes focalisés à identifier leurs origines. Il a été démontré que le bruit basse fréquence est un paramètre sensible aux défauts dans le composant. En effet, l'origine physique des sources de bruit aux basses fréquences est en grande partie attribuée aux phénomènes de piégeages et de génération-recombinaison (G-R) dans la base du transistor.

Cet outil d'analyse démontre une forte complémentarité avec l'étude statique du composant qui permet de relier les défauts et leur conséquence sur le fonctionnement électrique des composants. Compte tenu des résultats en bruit basse fréquence très satisfaisants présentés par le transistor bipolaire SiGe, nous l'avons utilisé pour la conception d'un oscillateur faible bruit.

Le travail présenté dans le dernier chapitre est dédié à l'étude et à l'optimisation d'un oscillateur à base de TBH SiGe fonctionnant à 3.78 GHz. Notre travail consiste à implanter, dans la structure de l'oscillateur un transistor bipolaire à hétérojonction SiGe et à étudier ces performances en ce qui concerne le bruit de phase. Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés au fonctionnement propre des oscillateurs et plus particulièrement à l'analyse des conditions de démarrage d'oscillation.

Les performances en bruit de phase des oscillateurs représentent la principale contrainte des applications visées par ces derniers. Ceci nous a amené directement au deuxième objectif de ce chapitre qui consiste à développer une méthode de détermination du bruit de phase dans un oscillateur à résonateur de type LC. Cette étude basée sur le modèle d'Hajimiri, nous a permis de démontrer la nature variée du bruit de phase dans un oscillateur. Ceci nous a conduit à identifier les zones sensibles au bruit et les instants où le circuit est le plus vulnérable à une injection de bruit.

Enfin nous avons abordé le bruit induit par les perturbations du substrat. Cette étude basée sur une analyse via transformée de Fourier du signal de sortie de l'oscillateur soumis à des

perturbations injectées volontairement, a permis de démontrer les mécanismes de conversion du bruit substrat autour de la fréquence porteuse. Le bruit substrat converti à côté de la porteuse dégrade le spectre de sortie de l'oscillateur, amenant à de mauvaises caractéristiques en bruit de phase.

Les travaux effectués au cours de cette thèse nous ont permis d'acquérir de bonnes connaissances et techniques sur l'interface composant/circuit RF. Ces travaux nous ont permis d'aborder les domaines :

- La Simulation en hyperfréquence du transistor bipolaire à hétérojonction SiGe.
- Identification de l'effet des défauts introduits lors de l'étape d'implantation de la base extrinsèque, vis-à-vis des caractéristiques électriques du transistor.
- Etude de l'effet de l'incorporation du carbone dans la base du composant.
- Simulation et caractérisation en bruit basse fréquence des transistors bipolaire à hétérojonction SiGe.
- Développement d'une simulation mixte physique qui nous a permis d'intégrer le composant étudié dans un circuit RF.
- Validation du modèle de bruit de phase d'Hajimiri qui nous a permis d'identifier les points sensibles au bruit dans une période d'oscillation d'un oscillateur à résonateur LC. Ce concept peut être utilisé pour la conception d'oscillateurs à faible bruit.
- Modélisation des phénomènes de conversion du bruit de substrat autour de la porteuse.

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse pourraient se développer davantage et notamment en ce qui concerne la densité spectrale du bruit de phase de l'oscillateur.

# **Contribution à l'Etude du Transistor Bipolaire à Hétérojonction TBH pour les Applications Hautes Fréquences**

## **Résumé**

Les travaux développés au cours de cette thèse constituent une contribution à la caractérisation et la modélisation du Transistor Bipolaire à Hétérojonction Silicium Germanium (TBH Si/SiGe), composant potentiel pour les applications radiofréquence. L'objectif est de démontrer ses potentialités pour la réalisation d'applications micro-ondes tel que les oscillateurs RF. Notre ambition s'étend principalement de la caractérisation/modélisation de TBH SiGe à l'optimisation d'oscillateurs micro-ondes de type Colpitts, intégrant ce composant comme élément actif.

Dans un premier temps, nous nous sommes concentrés sur la modélisation des TBH à base SiGe intégré dans la filière BiCMOS, afin d'optimiser au mieux les performances statiques et dynamiques de ces composants. Dans cette optique, une étude des défauts technologique présents dans les TBH SiGe nous a permis d'identifier l'impact des défauts inhérents à l'implantation de la base extrinsèque, sur le comportement électrique de ces composants.

Les performances des circuits hyperfréquence dépendent en grande partie des éléments actifs les constituants. Le bruit de phase d'un oscillateur est étroitement lié au bruit basse fréquence du transistor utilisé, généralement ce bruit se convertit par un processus de modulation de phase ou de fréquence et contribue à l'augmentation des taux d'erreurs dans les systèmes électroniques. Cela nous a conduits à étudier le comportement en bruit de fond du composant considéré, celui-ci dépend fortement des défauts électriquement actifs introduits au cours de l'étape d'implantation de la base extrinsèque.

La seconde partie de cette thèse vise l'élaboration d'une étude sur le bruit de phase d'un oscillateur LC intégrant le TBH considéré comme élément actif. Cette étude est basée sur le modèle d'Hajimiri qui propose une technique de calcul du bruit fondée sur une étude de la sensibilité de la phase de l'oscillateur. Ce modèle permet surtout une identification des points sensibles de l'oscillateur et des instants de vulnérabilité.

Cette étude est suivie par une analyse de l'impact du bruit substrat sur les oscillateurs radio fréquence LC. Dans ce cadre, une analyse spectrale via une transformée de Fourier du signal de sortie de l'oscillateur soumis à des perturbations injectées volontairement sera abordée. Cette étude permet d'évaluer la qualité d'un oscillateur à travers l'analyse spectrale du signal de sortie.

## **Mots clés**

Technologie BiCMOS, transistor bipolaire à hétérojonction TBH, l'alliage SiGe, défauts d'implantation, Carbone(C), bruit basse fréquence, oscillateur (RF), bruit de phase, pureté spectrale

## **Contribution to the study of heterojunction bipolar transistor HBT for high frequency applications**

### **Abstract**

The work developed in this thesis present a contribution to the characterization and modeling of Silicon Germanium Heterojunction Bipolar Transistor (TBH Si/SiGe), potential component for microwave applications. The aim is to demonstrate its potentiality for the realization of microwave applications such as RF oscillators. Our ambition mostly extends the characterization and modeling of SiGe HBTs for optimizing microwave oscillator incorporating this component as the active element.

At first, we focused on modeling of SiGe HBT integrated into the BiCMOS technology dedicated to RF application in order to best optimize the static and dynamic performance of these components. In this context, a study of technological defects HBT allows us to identify the impact of defect inherent to extrinsic base implantation on the electrical behavior of these components.

The performances of microwave circuits depend largely on active elements. The phase noise of an oscillator is closely related to low frequency noise of the used transistor, this noise is converted by a phase or frequency modulation, and contributes to increase errors rates in electronic systems. This led us to study the behavior of background noise of the considered component, it depends strongly on electrically active defects introduced during the extrinsic base implantation step.

The second part of this thesis involves a study on the phase noise of an LC oscillator integrating considered TBH as active device. This study is based on the model of Hajimiri which proposes a technique for noise calculation based on a study of the oscillator phase sensitivity. This model allows identification of particularly sensitive points of the oscillator and moments of vulnerability.

This study is followed by an analysis of the substrate noise impact on radio frequency LC oscillators. In this context, a spectral analysis using a Fourier transform of the oscillator output signal subjected to disturbances injected voluntarily will be discussed. This study evaluates the quality of an oscillator through the spectral analysis of the output signal.

### **Keywords**

BiCMOS technology, heterojunction bipolar transistor HBT, SiGe alloy, implantation defects, (C) carbon, low frequency noise, oscillator (RF) phase noise, spectral purity

## Contribution à l'Etude du Transistor Bipolaire à Hétérojonction TBH pour les Applications Hautes Fréquences

### ملخص

الأعمال المقدمة في هذه الأطروحة تمثل مساهمة في توصيف و نمذجة المقحل ثنائي القطب ذو الوصلة غير متجانسة وذي قاعدة SiGe و دراسة إمكانية تطبيقاته المحتملة في مجال الترددات الراديوية (RF). الهدف هو إظهار قدرته على تحقيق تطبيقات الميكروويف مثل المذبذبات RF ذات الترددات الراديوية. طموحنا يمتد في المقام الأول من توصيف و نمذجة SiGe HBTs إلى تحسين مذبذب من نوع Colpitts المتضمن هذا العنصر كعنصر نشط.

كخطوة أولى نحن نركز على نمذجة SiGe HBT المدمج في تكنولوجيا BiCMOS و المكرس لتطبيقات الترددات الراديوية RF من أجل إحكام الأداء الساكن و الديناميكي الأفضل لهذه المركبات. في هذا السياق دراسة العيوب التكنولوجية في SiGe HBT تتيح لنا التعرف على أثر عيوب تُوطين القاعدة الخارجية للمركب على السلوك الكهربائي لهذا الأخير.

عادة يرتبط ضجيج الطور المذبذب ارتباطا وثيقا بضجيج منخفض التردد الخاص بالمقحل المستخدم لأن وجود هذا الضجيج يتم تحويله بواسطة الترنيم حول ناقلة المذبذب مما يساهم في زيادة معدلات الخطأ في الأنظمة الإلكترونية. هذا دفعنا لدراسة سلوك الضجيج للمركب المعتمد. هذا الأخير يعتمد بشكل كبير على وجود عيوب نشطة كهربائيا ولجت خلال خطوة تُوطين القاعدة الخارجية للمركب.

الجزء الثاني من هذه الأطروحة يركز على وضع دراسة عن ضجيج الطور المذبذب LC الذي يدمج TBH كعنصر فعال. هذه الدراسة تعتمد على نموذج Hajimir الذي يوفر تقنية لحساب ضجيج الطور على أساس دراسة حساسية طور المذبذب. هذا يسمح بشكل خاص بتحديد النقاط الحساسة للمذبذب ولحظات الضعف.

يتبع هذه الدراسة تحليل أثر ضجيج القاعدة على مؤشرات التذبذب LC. وفي هذا السياق، سيتم مناقشة التحليل الطيفي باستخدام تحويل فورييه للإشارة الناتجة عن التعرض للاضطرابات حققت طوعا في المذبذب. هذه الدراسة تسمح بتقييم جودة المذبذب من خلال التحليل الطيفي للإشارة الخارج.

### الكلمات الدالة

تكنولوجيا BiCMOS، مقحل ثنائي القطب ذو الوصلة غير متجانسة HBT، مزيج SiGe، عيوب تُوطين القاعدة خارجية، (C)الكربون، تشويش منخفض التردد، مذبذب (RF)، تشويش الطور، النقاء الطيفي.

## **Résumé**

Les travaux développés au cours de cette thèse constituent une contribution à la caractérisation et la modélisation du Transistor Bipolaire à Hétérojonction Silicium Germanium (TBH Si/SiGe), composant potentiel pour les applications radiofréquence. L'objectif est de démontrer ses potentialités pour la réalisation d'applications micro-ondes tel que les oscillateurs RF. Notre ambition s'étend principalement de la caractérisation/modélisation de TBH SiGe à l'optimisation d'oscillateurs micro-ondes de type Colpitts, intégrant ce composant comme élément actif.

Dans un premier temps, nous nous sommes concentrés sur la modélisation des TBH à base SiGe intégré dans la filière BiCMOS, afin d'optimiser au mieux les performances statiques et dynamiques de ces composants. Dans cette optique, une étude des défauts technologique présents dans les TBH SiGe nous a permis d'identifier l'impact des défauts inhérents à l'implantation de la base extrinsèque, sur le comportement électrique de ces composants.

Les performances des circuits hyperfréquence dépendent en grande partie des éléments actifs les constituants. Le bruit de phase d'un oscillateur est étroitement lié au bruit basse fréquence du transistor utilisé, généralement ce bruit se convertit par un processus de modulation de phase ou de fréquence et contribue à l'augmentation des taux d'erreurs dans les systèmes électroniques. Cela nous a conduits à étudier le comportement en bruit de fond du composant considéré, celui-ci dépend fortement des défauts électriquement actifs introduits au cours de l'étape d'implantation de la base extrinsèque.

La seconde partie de cette thèse vise l'élaboration d'une étude sur le bruit de phase d'un oscillateur LC intégrant le TBH considéré comme élément actif. Cette étude est basée sur le modèle d'Hajimiri qui propose une technique de calcul du bruit fondée sur une étude de la sensibilité de la phase de l'oscillateur. Ce modèle permet surtout une identification des points sensibles de l'oscillateur et des instants de vulnérabilité.

Cette étude est suivie par une analyse de l'impact du bruit substrat sur les oscillateurs radio fréquence LC. Dans ce cadre, une analyse spectrale via une transformée de Fourier du signal de sortie de l'oscillateur soumis à des perturbations injectées volontairement sera abordée. Cette étude permet d'évaluer la qualité d'un oscillateur à travers l'analyse spectrale du signal de sortie.

## ***Mots clés***

Technologie BiCMOS, transistor bipolaire à hétérojonction TBH, l'alliage SiGe, défauts d'implantation, Carbone(C), bruit basse fréquence, oscillateur (RF), bruit de phase, pureté spectrale