



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
جامعة الإخوة منتوري



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE FRERES MENTOURI CONSTANTINE
Faculté des Sciences de la Technologie
Département Electronique

THÈSE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme

Doctorat 3^{ième} cycle LMD en électronique

Spécialité doctorale “ Micro-Nanoélectronique et photonique ”

N° d'ordre :

Série

Présentée par : **Abdelaaziz Boulgheb**

Titre

Modélisation électrothermique et analyse de l'auto-échauffement d'un TBH SiGe réalisé en technologie BiCMOS0.13 μ m pour la conception de circuits RF.

Président :

M^R Salah Sahli

Prof. Univ. Frères Mentouri Constantine1

Directeur de thèse :

M^{me} Maya Lakhdara

Prof. Univ. Frères Mentouri Constantine1

Jury :

M^{me} Farida Hobar

Prof. Univ. Oum El Bouaghi

M^{me} Amel Labbani

Prof. Univ. Frères Mentouri Constantine1

M^R Mahmoud Riad Beghoul

MCA Univ. Mohammed Seddik BenYahia Jijel

Invité :

M^{me} Saida Latreche

Prof. Univ. Frères Mentouri Constantine1

REMERCIEMENT

Au nom d'ALLAH, le Clément, le Miséricordieux.

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

*Avant tout qu'il me soit permis d'exprimer ma profonde gratitude à Madame **Maya LAKHDARA** Professeur à l'université frères Mentouri département d'électronique 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, pour la sollicitude avec laquelle elle m'a orienté.*

*Je tiens à remercier vivement Mme **Saida Latreche**, Professeur au département d'électronique l'université frères Mentouri Constantine, pour sa disponibilité son assistance continue. J'ai été très sensible aux idées qu'elle m'a prodiguée et aux conseils avisés. Elle est toujours présente pour nous, elle a su me guider durant mon parcours de doctorant. Je suis très reconnaissant pour les efforts qu'elle a déployés.*

*Ma gratitude s'adresse également à Monsieur le **Professeur Salah Sahli** professeur à l'université frères Mentouri, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.*

*Je suis particulièrement reconnaissant à Madame **Farida Hobar** Professeur à l'université d'Oum El Bouaghi pour l'intérêt qu'elle porte à cette thèse en acceptant de faire partie du jury.*

*Je remercie également Madame **Amel Labbani** Professeur à l'université frères Mentouri Constantine, et Monsieur **Mahmoud Riad Beghoul Maître de Conférences Classe A** à l'université **Mohammed Seddik Ben Yahia Jijel** pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant la tâche de rapporter ce travail de thèse. Qu'ils trouvent ici le témoignage de ma gratitude pour leurs participations au jury.*

J'adresse mes plus sincères remerciements à ma famille, et aux membres du laboratoire LHS, de l'université frères Mentouri Constantine I 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.

Sommaire

Liste des figures	I
Liste des tableaux	VI
Introduction Générale	01

Chapitre I. Description Didactique du Transistor Bipolaire à Hétérojonction à base SiGe

I. Introduction	05
II. Les propriétés des matériaux Si /SiGe	05
II.1. Propriétés physiques	05
II.2. Paramètre de maille et contrainte	06
II.3. Propriétés électriques	08
II.3.1. Structures de bande du SiGe	08
II.3.2. Alignement des bandes	10
III. Etat de l'art et performances du transistor à Hétérojonction.....	11
III.1. Principes de fonctionnement	13
III.2. Limites du transistor bipolaire à homojonction classique	15
III.3. Principe de fonctionnement des TBH	15
III.3.1. Les caractéristiques statiques du TBH	16
III.3.1.1. Courants du transistor	16
III.3. 2. Expression des courants	18
III.3.2. 1 Courant du collecteur	18
III.3.2. 2. Courant de base	21
III.3.3. Courbes de Gummel	22
III.3.3.1. Gain en courant	23
III.3.4. Les caractéristiques dynamiques	25
III.3.4.1. Le temps de transit	25
III.3.4.2 Temps de transit dans l'émetteur τ_E	26
III.3.4.3. Temps de transit dans la jonction émetteur-base τ_{EB}	26
III.3.4.4. Temps de transit dans la Base τ_B	27
III.3.4.5. Temps de transit dans la jonction base-collecteur τ_{BC}	27
III.3.5. Capacités de jonction	28
III.3.6. La fréquence de transit f_T	29
III.3.7. La fréquence maximale d'oscillation f_{max}	31
IV. Intégration du TBH dans la filière BiCMOS	32
IV.1. Les atouts de la technologie BiCMOS	32
IV.2. Les TBH SiGe issu de la filière technologique BiCMOS	33
IV.3. Evolution de la technologie BiCMOS au cours des dernières décennies	34

V. Domaine et champs d'applications des TBH SiGe.....	38
V.1.Systèmes de formation de faisceau en technologie intégrée CMOS/BiCMOS	40
VI. Conclusion	41
Références bibliographiques	42

**Chapitre II. Simulation de l'auto échauffement d'un TBHSiGe sous le logiciel
COMSOL Multiphysics**

I.Introduction	46
II.Définition et modes de Transfert de chaleur	46
II.1. L'effet de la température sur les composants électroniques.....	48
II.2. Description physique du phénomène de l'auto-échauffement dans les transistors....	49
II.3. Les limitations thermiques du TBH SiGe	50
II.4. Réduction de l'auto-échauffement par des variantes technologiques	51
III. Logiciel de simulation COMSOL Multiphysics.....	51
III.1 Présentation du logiciel	51
III.2. Méthodologie de simulation	52
III.2.1. Choix de modèle	52
III.2.2. Géométrie de la structure	53
III.2.3.Physique du modèle	53
III.2.4. Introduction des propriétés des domaines et sous domaines	53
III.2.5. Génération du maillage	53
III.3. Structure d'étude du TBH SiGe.....	53
III.4. Simulation de la structure BiCMOS9 0.13 d'un sous COMSOL	54
III.4.1. Présentation de la structure la structure simulée	54
III. 4.2. Modèles physiques des couches $Si_{1-x} Ge_x$ contraint sur du silicium	56
III.4. 2.1. La largeur de la bande interdite	57
III.4.2.2. Les densités effectives d'états	58
III.4.2.3. Concentration intrinsèque en fonction de la température	58
III.4.2.4. La conductivité thermique $k(W/K*m)$	59
III.4.2.5. La capacité thermique à pression constante $C_p (J/kg*K)$	61
III.4.2.6. La masse volumique (kg/ m^3)	62
IV. Méthodologie de simulation de l'auto échauffement dans un TBH SiGe	63
IV.1 Formulation du système d'équations des semi-conducteurs sous COMSOL	64
IV.2 Formulation des équations dans le Silicium	64
IV.2.1. Modèle Dérive Diffusion (DDM)	65
IV.3. Modèles physiques	66
IV.3.1. Mobilités	66
IV.3.2. Shockley-Read-Hall	67
IV.4. Formulation des équations dans le SiGe	68

IV.5. L'interface de transfert de chaleur dans les solides	68
IV.5.1. Source de chaleur	70
IV.5.2. Flux de chaleur	70
IV.6. Génération du maillage de la structure simulée	71
V. Analyse de l'auto-échauffement d'un TBH SiGe	71
V.1. Optimisation du profil du Germanium sur les performances de l'auto échauffement du TBH	72
V.2. Caractéristiques statiques et dynamiques	73
V.3. Distribution de la température dans le TBH	75
VI. Conclusion	78
Références bibliographiques	79

Chapitre III. Impact du Poly-silicium de la base sur la résistance thermique et l'auto-échauffement du TBH SiGe

I. Introduction	81
II. Structures intégrés dans la filière BiCMOS	82
II.1. Structure Quasi auto-alignée	82
II.1.2. Structure simple polysilicium Quasi auto-alignée (QSA)	82
II.1.3. Structure double polysilicium Quasi Auto-Alignée (QSA)	83
II.1.4. Structure double polysilicium auto-alignée	84
II.2. Description de la technologie BiCMOS9MW DPSA-SEG	85
II.3. Les étapes de fabrication du TBH SiGe BiCMOS9MW	86
II. 4. Classification des TBH SiGe dans la filière BiCMOS9MW selon le processus de fabrication	89
II.5. Série de l'architecture flux (C-IB-E-EB) BiCMOS9 0.13 μ m	90
II.5.1. Chevauchement du haut de la Base Intrinsèque avec le bas de la Base Extrinsèque	91
II.5.2. Chevauchement du bas de la Base Intrinsèque avec le haut Base Extrinsèque	92
III. Définition de la résistance thermique dans TBH SiGe	93
III.1. Mesure de la résistance thermique	93
III.2. Puissance dissipée dans le transistor	93
III.3. Coupe schématique de TBH SiGe et les formes adoptées de la résistance thermique	93
III.4. Les formes adoptées de la résistance thermique	94
III.4.1. La résistance thermique en forme de cube	95
III.4.2. La résistance thermique en forme de rectangle en biseau	95
III.4.3. La résistance thermique en forme de Trapézoïde	96
III.5. Calcul de la résistance thermique d'un TBH SiGe 0,13 μ m	97
III.6. Calcul de la résistance thermique (R_1) dans les deux positions	99

<i>IV. Analyse de la position du polys base sur l'auto échauffement d'un TBH SiGe</i>	
0.13 μ m	101
IV. 1. Performances électriques du TBH SiGe dans le cas ou Poly-base en dessus et dessous de la base intrinsèque	102
IV.2 Comparaison des résultats simulés avec ceux de la littérature	104
IV.3. Répartition de la température sur le composant	105
V. Conclusion	107
Références bibliographiques	108

**Chapitre. IV: Amélioration des performances d'auto-échauffement d'un TBH SiGe
par effet Peltier**

I. Introduction	112
II. Effets thermoélectriques dans les matériaux hétérogènes	113
II.1. Description du phénomène physique des thermoélectriques.....	113
II.1.1. Dépendance du niveau de Fermi vis-à-vis de la température	113
II.2. Equations de base de la thermoélectricité	114
II.3. Coefficients Thermoélectriques	115
II.3.1. Coefficient Seebeck.....	115
II.3.2. Coefficient Peltier.....	119
II.3.3. Facteur de mérite ZT	122
III. La structure cristalline du matériau thermoélectrique Bi ₂ Te ₃	123
III.1. Exclusion mutuelle	124
III.2. Principe d'un dispositif thermoélectrique	126
III.2.1. Refroidissement	126
III.3. Les caractéristiques simulées du refroidisseur par effet Peltier	129
IV. Analyse et étude du TBH SiGe avec refroidisseur par effet Peltier	130
IV.1. Structure considérée	130
IV.2. Etude et analyse	131
IV.2.1. Potentiel électrique du HBT SiGe et répartition de la température ...	132
IV.2.2. Caractéristiques statiques et dynamiques	134
V. Conclusion	137
Références bibliographiques	138
Conclusion Générale	142
Glossaire	145

Liste des figures

Chapitre I	Description didactique du transistor bipolaire à hétérojonction à base SiGe	PAGE
Figure I.1	Exemples de maille dans un cristal de SiGe. Les atomes sont représentés par des sphères de couleur gris clair et de petite taille (14 électrons) pour le Silicium et de plus grande taille (32 électrons) et de couleur bleue pour les atomes de Germanium.	6
Figure I.2	Représentation schématique de la structure cristalline d'hétérostructures Si/SiGe, a) film SiGe contraint sur Si, b) film SiGe relaxé sur Si	7
Figure I.3	Diagrammes de bandes du silicium et du germanium à 300K.	8
Figure I.4	Diagramme de bande d'énergie de Si, SiGe et Ge. Il peut être observé que la bande interdite de SiGe peut être réglée en changeant la fraction(x) Ge.	9
Figure I.5	Evolution de l'énergie de bande interdite du SiGe contraint et non contraint en fonction du pourcentage de germanium	9
Figure. I.6	Classification des configurations d'alignement des bandes dans les hétéro-structures. Type I : la bande interdite de plus faible largeur est incluse dans celle de plus grande largeur ; Type II : alignement en escalier ; Type III : alignement continu sur l'une des bandes (conduction ou valence) répercutant l'intégralité de l'écart de Largeur de bande interdite sur l'autre bande.	10
FigureI.7	Schéma de l'alignement de bandes entre le Si et le SiGe contraint sur Si.	11
Figure I.8	Photographie d'une réplique du premier transistor bipolaire.	11
FigureI.9	<i>Transistor NPN vertical et PNP latéral sur substrat P-</i>	12
Figure I.10	Evolution des fréquences maximales d'oscillation des matériaux III-V et celle du silicium par années	13
Figure I.11	Spectre fréquentiel situant les ondes millimétriques	13
Figure I.12	Structure de transistor bipolaire en régime direct.	14
Figure I.13	Comparaison des diagrammes de bandes d'un transistor bipolaire NPN tout silicium et d'un transistor à hétérojonction Si/SiGe.	16
Figure I.14	Principaux courants du transistor bipolaire dans un mode de fonctionnement direct.	16
Figure I.15	Profils des porteurs minoritaires dans un transistor bipolaire NPN.	18
Figure I.16	Exemple de courbe de Gummel et de gain d'un TBH (1 : courant tunnel bande à bande ; 2 : courant de base non idéal, du a des recombinaisons ; 3 : zone idéal ; 4 : effet des résistances séries ; 5 : effet Kirk.	23
Figure I.17	Courbe de Gummel et gain associé.	24
Figure I.18	Répartition des électrons en excès par rapport à régime direct. Les zones hachurées représentent les différentes composantes de Q_F .	25
Figure I.19	Charges stockées dans une jonction en fonctionnement, deux charges opposées se font face de part et d'autre de la jonction.	28
Figure I.20	Evolution du gain en courant en fonction de la fréquence.	29
Figure I.21	Schéma équivalent petit signaux d'un transistor bipolaire.	30
Figure I.22	Variation de la fréquence de transition f_t avec le courant collecteur.	31

Figure I.23	Evolution de f_T et f_{max} en fonction de la densité de courant de collecteur J_c .	32
Figure I.24	Evolution des plates-formes silicium, d'après.	32
Figure I.25	Les composants réalisés dans un procédé de fabrication BiCMOS.	33
Figure I.26	Evolution des différentes architectures SiGe BiCMOS.	34
Figure I.27	Coupe transversale schématique d'un HBT SiGe à grande vitesse.	35
Figure I.28	Etat de l'art des performances fréquentielles f_{max} en fonction de f_T des transistors BiCMOS.	36
Figure I.29	Différentes technologies de processus BiCMOS développées par ST Micro-électronics – (a) feuille de route du processus ST BiCMOS ; source, (b) de la technologie BiCMOS 9MW vers B3T et B4T ; la source.	37
Figure I.30	Résultats f_T / f_{max} B55 prévisions donnés par ITRS (International Technology Roadmap for Semiconductors).	37
Figure I.31	Applications des TBH SiGe.	38
Figure I.32	Imagerie THz utilisée dans des applications de sécurité.	39
Figure I.33	Applications des réseaux mobiles 5G et 6G.	39
Figure I.34	Architecture et photographie du système proposé.	40
Figure I.35	Architecture et photographie du système présenté.	40
Chapitre II	Le COMSOL Multiphasiques et le modèle de simulation de TBH SiGe 0.13μm	PAGE
Figure II. 1	Représentation schématique de transfert de la chaleur par convection rayonnement et conduction	48
Figure II. 2	Représentation schématique de l'évacuation de la chaleur dans un TBH intrinsèque (à gauche) et avec prise en compte de son environnement.	49
Figure II. 3	Représentation de l'effet de l'auto échauffement dans un transistor bipolaire.	50
Figure II. 4	Présentation d'une structure intégrée dans la filière BiCMOS0.13 μ m.	54
Figure II. 5	Structure Schématisée par COMSOL d'un TBH NPN à base SiGe) Intégrée dans la filière BiCMOS90.13 μ m à émetteur poly silicium.	54
Figure II. 6	Interface du component.	55
Figure II. 7	Dimensions d'un TBH SiGe intégré dans la technologie BiCMOS 0.13 μ m.	56
Figure II. 8	Energie de gap en fonction de la température.	58
Figure II. 9	Densités effectives d'états de la bande de valence et la conduction en fonction de la température.	58
Figure II.10	La concentration intrinsèque $n_i(T)$ en fonction de la température.	59
Figure II.11	Définition de la conductivité thermique des matériaux.	59
Figure II. 12	La conductivité thermique en fonction de la température.	61
Figure II. 13	La capacité thermique massique $C_p(T)$ à pression constante de (Si, SiGe).	62
Figure II. 14	La masse volumique $\rho_{SiGe}(T)$ en fonction de température.	63
Figure II. 15	Couplage des deux interfaces, l'interface semi-conductrice et l'interface Heat Transfer in Solids.	64
Figure II. 16	Interface de semi-conducteur.	64

Figure II. 17	Interface de transfert de chaleur dans les solides.	69
Figure II. 18	Interface Heat Transfer in Solid HTS (transfert de chaleur dans les solides) géré par le logiciel COMSOL Mylthysics	69
Figure II. 19	a) Principaux types d'éléments finis utilisés en 2D dans COMSOL, b) le maillage TBH SiGe.	71
Figure II. 20	a) Coupe schématique d'un TBH SiGe issue d'un BiCMOS90.13 μm , b). Structure simulée de HBT SiGe. [35]	72
Figure II. 21	Profil de dopage simulé du HBT SiGe.	73
Figure II. 22	Gain statique (β), sans auto-échauffement ($T_0 = 300 \text{ K}$) et avec auto échauffement(T) d'un TBH SiGe avec un taux de Germanium de 10%, 20% à 30%.	74
Figure II. 23	Fréquence maximale d'oscillation (f_{max}) sans auto-échauffement ($T_0 = 300 \text{ K}$) et avec effet d'auto-échauffement (T) d'un TBH SiGe avec un taux de Germanium de (x) variant de 10%, 20% à 30%.	74
Figure II. 24	Distribution de température dans HBT Si1-xGex avec des niveaux de Germanium : (x = 10%, 20%, 30%) a) x = 10% et $T_{\text{max}} = 377\text{K}$, b) x = 20% $T_{\text{max}} = 366\text{K}$ et c) x = 30% $T_{\text{max}} = 354\text{K}$.	76
Figure II. 25	Les profils de température considérant HBT Si1-xGex avec des taux de Germanium (x) variables (x = 10%, 20%, 30%).	77
CHAPITRE. III	<i>Impact du Poly-silicium de la base sur la résistance thermique et l'auto-échauffement du TBH SiGe</i>	PAGE
Figure. III.1	<i>Présentation d'une structure quasi auto-alignée (QSA) à simple poly_Si.</i>	83
Figure. III.2	<i>a) Vue en coupe de l'architecture double polysilicium quasi auto-alignée b) Distance d entre le bord de la fenêtre émetteur et le lien bases intrinsèque/extrinsèque sources d'un éventuel désalignement.</i>	83
Figure. III.3	<i>Vue en coupe d'une structure complètement auto-alignée (FSA) Par le procédé damascène.</i>	84
Figure. III.4	<i>Réduction de la distance émetteur/contact de base (d) induite par l'auto-alignement.</i>	84
Figure. III.5	<i>Présentation d'une structure intégrée dans la filière BiCMOS9MW.</i>	86
Figure. III.6	<i>Coupe par TEM Microscope électronique à Transmission d'un TBH SiGe intégré dans la filière BiCMOS9MW.</i>	86
Figure. III.7	<i>Schéma d'intégration des modules collecteur SIC d'un TBH de la filière BiCMOS9MW</i>	87
Figure. III.8	<i>Schéma représentant les tranchées d'isolations STI et DTI</i>	87
Figure. III.9	<i>Etapas de fabrication d'un TBH SiGe intégré en technologie BiCMOS.</i>	88
Figure. III.10	<i>Classification des procédés technologiques des grands fabricants de HBT SiGe.</i>	89
Figure. III.11	<i>Processus de fabrication suivant le flux de C-IB-EB-E. a) Liaison de base latérale, b) le fond de la EBL se chevauche le haut de l'IBL et c) le bas de l'IBL chevauche le haut de l'EBL.</i>	90
Figure. III.12	<i>Architecture TBH SiGe 0.13μm : architecture entièrement auto-alignée avec le haut de l'IBL chevauche le bas de l'EBL.</i>	91
Figure. III.13	<i>Structure schématisée par COMSOL d'un TBH SiGe 0.13μm : entièrement auto-alignée avec le haut de l'IBL chevauche avec le bas de l'EBL.</i>	91
Figure. III.14	<i>Architecture TBH SiGe 0.13μm : structure entièrement auto-alignée</i>	92

Figure.III.15	comportant le chevauchement du bas de l'IBL avec le haut de l'EBL. Structure schématisée par COMSOL d'un TBH SiGe 0.13 μ m : entièrement auto-alignée avec le bas de l'IBL chevauche avec le haut de l'EBL	92
Figure.III.16	Coupe schématique du TBH SiGe et calcul de la résistance thermique globale.	94
Figure.III.17	La résistance thermique en forme de cube.	95
Figure.III.18	La résistance thermique en forme de rectangle, en biseau.	96
Figure.III.19	La résistance thermique en forme de Trapézoïde.	97
Figure.III.20	Coupe schématique du TBH SiGe et calcul de la résistance thermique globale	97
Figure.III.21	La résistance thermique R_1 , a) Cas où le poly/base est au-dessus de base intrinsèque SiGe. b) Cas où la base poly est en dessous de la base intrinsèque SiGe.	99
Figure. II.22	La résistance thermique R_1 , cas où la base poly est en dessous de la base intrinsèque SiGe.	100
Figure.III.23	Courants ($I_C(V_{BE}), I_B(V_{BE})$) du TBH SiGe pour $V_{CE} = 5V$, avec Poly-base dans le cas en dessus et dessous de la base intrinsèque.	102
Figure.III.24	Gain de courant β du TBH SiGe, avec poly-base dans le cas en dessus et dessous de la base intrinsèque.	103
Figure.III.25	Fréquence de transition $f_T(V_{BE})$ pour $V_{CE} = 5V$, avec poly-base dans le cas en dessus et dessous de la base intrinsèque SiGe.	103
Figure.III.26	Fréquence de transition $f_T(V_{BE})$ pour $V_{CE} = 5V$, avec poly-base dans le cas en dessus et dessous de la base intrinsèque SiGe.	104
Figure.III.27	Evolution des performances des technologies SiGe BiCMOS de STMicroelectronics selon la technologie et les nœuds technologiques et leurs performances électriques.	105
Figure.III.28	Répartition de la température. a) Cas où la poly base est au-dessus de la base intrinsèque SiGe $T_{max} = 467K$ [41], b) Cas où la poly base est au-dessous de la base intrinsèque SiGe $T_{max} = 375K$.	106
Figure.III.29	Profils de température considérant le polysilicium au sommet et la profondeur dans la base SiGe.	106
CHAPITRE. IV :	Amélioration des performances d'auto-échauffement d'un TBH SiGe par effet Peltier	PAGE
Figure IV. 1	Evolution du niveau de Fermi en fonction de la température.	114
Figure IV. 2	Exemple de l'effet Seebeck dans un semi-conducteur de type n.	116
Figure IV. 3	Analyse de l'effet Seebeck avec les diagrammes des bandes d'énergie, a) pas de chaleur appliquée, b) chaleur appliquée.	117
Figure IV. 4	Exemple de l'effet Peltier dans un semi-conducteur de type N.	119
Figure IV. 5	Analyse de l'effet Peltier avec les diagrammes des bandes d'énergie.	120
Figure IV. 6	Facteur de mérite pour les matériaux.	123
Figure IV. 7	Structure cristalline du matériau thermoélectrique à la pointe de la technologie, Bi_2Te_3 . Les atomes noirs sont Bi et les atomes bleus sont Te	123
Figure IV. 8	Facteur de puissance, σ, α_{12} en fonction de la position de E_F .	125
Figure IV. 9	Structures simulées : Les deux bras du thermocouple en matériaux semi-conducteurs sont reliés par un pont métallique (cuivre). Les céramiques assurent à la fois l'isolation électrique et l'assemblage du métal. La chaleur absorbée est inférieure à celle rejetée	126
Figure IV. 10	Flux de chaleur dans une patte lors d'une tension appliquée.	127

Figure IV. 11	<i>Diagramme de performance de la différence de température entre Les plaques de céramique et le courant électrique.</i>	129
Figure IV. 12	<i>Coefficient de performance pour une différence de température entre des plaques de céramique de 20 K, 40 K et 60 K.</i>	130
Figure IV. 13	<i>La structure de TBH SiGe simulé avec le logiciel COMSOL Multiphysics, Log de concentration des électrons et les trous.</i>	131
Figure IV. 14	<i>Le profil de dopage central de TBH NPN à base $Si_{80\%}Ge_{20\%}$.</i>	131
Figure IV. 15	<i>Potentiel électrostatique d'un TBH SiGe avec effet Peltier pour, $V_{CE}=5V$, $V_{BE}=0.925V$, et le courant Peltier était prévenant (35 mA).</i>	132
Figure IV. 16	<i>La distribution de température (2D) en TBH SiGe, a) avec auto-échauffement (AÉ) ($T_{max} = 467K$), b) avec effet de refroidissement Peltier ($T_{max} = 330 K$).</i>	133
Figure IV. 17	<i>Répartition de la température verticalement en Circuit Intégré, Refroidisseur TE " Refroidissement Peltier " et TBH SiGe, à $T_{max} = 330 K$: $V_{CE} = 5V$ et $V_{BE} = 0.925V$ et courant Peltier (35 mA).</i>	133
Figure IV. 18	<i>a) Gain statique (β) d'un TBH SiGe sans auto-échauffement (AE) et avec auto-échauffement (AE), b) Gain statique avec auto-échauffement (AE) et Refroidissement par effet Peltier.</i>	135
Figure IV. 19	<i>Fréquence maximale d'oscillation (f_{max}) d'un transistor TBH SiGe : sans auto-échauffement $T = 300K$ ($f_{max} = 331.3GHz$) [53], avec auto-échauffement ($f_{max} = 328.45GHz$), et refroidissement Peltier ($f_{max} = 335.75GHz$).</i>	136

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre I	Description didactique du transistor bipolaire à hétérojonction à base SiGe	PAGE
Tableau I-1	Paramètres des atomes des cristaux de silicium et de germanium massifs.	6
Tableau I-2	Les différentes architectures de transistors bipolaires.	35
Tableau I-3	Firmes commercialisant des TBH SiGe issus de la filière BiCMOS avec les nœuds technologiques et les performances électriques.	36
Tableau I-4	Etat de l'art des systèmes de formation de faisceau en technologie BiCMOS 0.13 μ m en bandes millimétrique et submillimétrique.	41
Chapitre II	Le COMSOL Multiphasiques et le modèle de simulation de TBH SiGe 0.13μm	PAGE
Tableau II.1	Interface des propriétés de simulation.	55
Tableau II.2	Les propriétés des matériaux.	56
Tableau II.3	Paramètres de E_g pour les Silicium, le Germanium.	57
Tableau II.4	La conductivité thermique (Si, $Si_{1-x}Ge_x$ et Ge) .	60
Tableau II.5	La conductivité thermique en fonction de la température k(W/K*m)	60
Tableau II.6	La capacité thermique massique $C_p(T)$ à pression constante de SiGe.	62
Tableau II.7	La masse volumique $\rho_{SiGe}(T)$ en fonction de température.	63
Tableau II.8	Optimisation du taux de Germanium sur le HBT Si _(1-x) Ge _(x) sur L'auto échauffement	77

CHAPITRE. III	<i>Impact du Poly-silicium de la base sur la résistance thermique et l'auto-échauffement du TBH SiGe</i>	PAGE
Tableau.III.1	<i>La résistance thermique globale ($\sum R_i$), (a. Où poly/base est en dessus de la base SiGe, b) poly/base est, au-dessous de la base SiGe.</i>	101
Tableau.III.2	<i>Les fréquences des coupures f_T et f_{MAX}, (a. Où poly/base est en dessus de la base SiGe, b) poly/base est, au-dessous de la base SiGe.</i>	104
CHAPITRE.IV	<i>Amélioration des performances d'auto-échauffement d'un TBH SiGe par effet Peltier</i>	PAGE
Tableau IV.1	<i>Le gain de courant et l'impact du refroidissement par effet Peltier sur l'auto-échauffement (AÉ) du TBH SiGe.</i>	135
Tableau IV.2	<i>La variation de τ_{EC}, f_{MAX} d'un transistor TBH SiGe : sans auto-échauffement ($T = 300K$), avec auto-échauffement (T) et refroidissement Peltier (dimensions des composants : $0,13 \times 3,6 \mu m^2$).</i>	136



Introducción
Générale

Introduction Générale

Au début des années 1990, l'utilisation des services de télécommunication tels que les téléphones portables et Internet était marginale. Aujourd'hui ce sont les deux moyens de communication les plus largement utilisés dans le monde entier et le nombre d'abonnés ne cesse d'augmenter. Le développement et l'amélioration des modules de transmission et de réception radiofréquences apparaissent comme point crucial.

Cependant, si l'immense majorité de l'information est, aujourd'hui, stockée sous forme numérique, les communications par ondes électromagnétiques sont toujours régies par des lois analogiques. Ainsi, le dernier maillon d'une chaîne d'émission de radiofréquence et le premier maillon d'une chaîne de réception sont contrôlés par des circuits analogiques RF [1].

A l'origine, ces circuits étaient associés aux technologies III-V. Aujourd'hui, l'effort porté sur le développement des technologies silicium a permis de rendre compétitives les technologies CMOS de très petites dimensions et les technologies BiCMOS incorporant du SiGe. La co-intégration de la partie RF et du circuit de traitement numérique sur une seule puce en silicium autorise en outre une réduction des coûts de fabrication toujours appréciée dans un secteur industriel toujours plus concurrentiel.

Le développement de technologies de transistors bipolaires à hétérojonction Si/SiGe (TBH) affiche de fortes potentialités en termes de fréquence de coupure offrant de réelles possibilités de réalisation de circuits électroniques très rapides.

Les transistors bipolaires de ces filières sont en effet capables d'atteindre des fréquences de transition de l'ordre du THz. En outre, avec la montée en capacité des réseaux de télécommunications sans fil, largement utilisés dans les nouveaux systèmes de communications, tels que la 6G, la gamme de fréquence « Terahertz – THz », est à la fois l'optique des grandes longueurs d'ondes et des très hautes fréquences [2, 3].

Si la technologie CMOS est devenue la technologie dominante du fait de sa faible consommation statique et de son aptitude à la réduction des dimensions, la technologie bipolaire reste le meilleur choix pour les applications demandant de très grandes vitesses. La technologie BiCMOS, intégrant sur une même puce des fonctions logiques (CMOS) et des fonctions analogiques et à hautes vitesses (bipolaires) permet d'allier les avantages des deux technologies [4].

De plus, Le transistor bipolaire à hétérojonction (TBH) est un type de transistors à jonction bipolaire qui utilise des matériaux semi-conducteurs différents pour les régions d'émetteur et de base, créant une hétérojonction. Ce type de technologie présente aussi des performances très attractives en termes de bruit basse fréquence qui les positionne comme d'excellents candidats pour la réalisation de fonctions à faible bruit de phase.

Les dispositifs misent à l'échelle utilisent en outre une isolation par tranchées peu profonde STI (Shallow Trench Isolation) et une isolation par tranchée profonde DTI (Deep

Trench Isolation) pour améliorer encore les performances en réduisant les capacités parasites globales. Les transistors bipolaires à hétérojonction silicium-germanium modernes (SiGe TBH) fonctionnent désormais à des fréquences allant jusqu'à 700 GHz grâce à une miniaturisation continue des dispositifs électroniques et aux nouvelles architectures TBH.

Ces dernières années, les TBH SiGe sont devenus d'un grand intérêt pour les applications à haute puissance en raison de la conductivité thermique élevée du substrat Si et de leur compatibilité technologique avec la technologie silicium établie. Cependant, il a été démontré que les effets thermiques affectent de manière significative les performances des TBH, qui sont particulièrement importantes en raison du coefficient de température positif du courant de l'émetteur, le profil de température non uniforme conduira à une distribution de courant non uniforme et, par conséquent, la non-uniformité du profil de température augmente considérablement, ce qui finit par donner lieu à l'instabilité thermique et éventuellement au dispositif dommages permanents.

Les effets d'auto-échauffement sont exacerbés par les résistances thermiques R_{TH} plus élevées en raison de la mise à l'échelle latérale du transistor intrinsèque et de l'adoption de tranchées peu profondes et profondes remplies de matériaux à faible conductivité thermique ; en particulier, les résistances thermiques (R_{TH}) sont au-dessus de 10^3 [K/W] et peuvent même dépasser 10^4 [K/W] pour les petits appareils aux performances RF supérieures. Le mécanisme est renforcé par l'augmentation du dopage du collecteur nécessaire pour déplacer l'apparition de l'effet Kirk vers des densités de courant plus élevées.

Dans ce cadre d'application, il est important de tenir compte de l'influence de la température sur la réponse électrique d'un TBH ; cet effet est d'autant plus marqué pour les applications RF au regard des densités de courant mises en jeu.

En outre, le phénomène de l'auto-échauffement est défini comme l'élévation de la température de jonction dans un transistor bipolaire due à la dissipation interne de puissance. Dès lors, la modélisation de cet effet avec exactitude devient indispensable dans la prédiction des performances des circuits lors de leur conception.

L'objectif principal de cette thèse est l'analyse et la modélisation de l'effet de l'auto-échauffement dans les TBH SiGe issu d'une filière BiCMOS9W 0.13 μ m, afin de mieux cerner la distribution de la chaleur sur le composant, en utilisant le logiciel COMSOL Multiphysics. Ce modèle démontre comment coupler l'interface semi-conductrice à l'interface Heat Transfer in Solids existant dans le logiciel COMSOL.

Notre travail s'articule autour de quatre chapitres qui se présentent de la manière suivante :

Dans le premier chapitre de ce manuscrit, nous présenterons en premier certaines généralités sur le transistor bipolaire classique à homojonction, l' effet transistor et ses limites, ensuite les propriétés et la structure cristalline de l'alliage SiGe constituant la base des

transistors (TBH) objet de notre travail , les principes en fonctionnement statique et dynamique seront ensuite expliqués en soulignant quelques paramètres importants tels que fréquence de coupure et fréquence maximale d' oscillation . Dans la dernière partie de ce chapitre, nous allons présenter les nouvelles générations du TBH SiGe intégrées dans la filière BiCMOS.

Le deuxième chapitre va préparer la simulation des dispositifs purement électriques. Nous présentons tout d'abord, les limitations liées aux problèmes thermiques entre autres, l'effet de la température sur les composants électroniques. Une description physique sera mise en évidence, du phénomène d'auto échauffement ou du (*Self Heating*) dans le TBH SiGe.

Nous exposons par la suite, la méthodologie de travail avec le logiciel COMSOL Multiphysics utilisé lors la simulation ; cette partie fera allusion aux équations misent en jeux par le logiciel COMSOL. Le modèle utilisé est DDM (Modèle Dérive – Diffusion) dédiés aux semi- conducteurs et aux hétérojonctions. Néanmoins, nous avons utilisé en parallèle le module Heat Transfer in Solids (HTS) intégrant l'équation de la chaleur, afin de coupler les deux interfaces de COMSOL (semi- conducteur et HTS).

La dernière partie de ce chapitre, est consacrée à la simulation électrique du TBH afin de voir l'impact de l'influence du pourcentage de germanium sur l'auto échauffement du transistor ; nous avons simulé les caractéristiques statiques et dynamiques du TBH $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$ en faisant varier le pourcentage du germanium, des valeurs $x=$ (10%, 20%, 30%) avec et sans auto échauffement.

En revanche, dans le troisième chapitre, nous présentons dans un premier temps l'architecture double polysilicium totalement auto-alignée (*FSA* : Fully Self Aligned) avec épitaxie sélective pour la base intrinsèque (*SEG* : Selective Epitaxial Growth), et les étapes de fabrication de la technologie BiCMOS9MW DPSA-SEG. Nous présentons un nouveau type de classification d'architecture SiGe TBH dans lequel les architectures actuelles sont classées en fonction du flux de processus de fabrication et du niveau de position relatif entre les bases intrinsèque SiGe et extrinsèque en polysilicium. Deux nouvelles architectures sont proposées dans cette section. Chevauchement du haut de la Base Intrinsèque (BI) avec le bas de la Base Extrinsèque (EB) et le chevauchement du haut de la Base Intrinsèque (BI) avec le bas de la Base Extrinsèque (EB).

Quant à la dernière partie de ce chapitre, elle serra consacrée, à l'étude et l'analyse de l'impact du Poly silicium sur le phénomène d'auto-échauffement du TBH SiGe issu d'une filière BiCMOS9MW 0.13 μm , et les performances électriques : selon deux positions différentes : en dessous de la base intrinsèque SiGe, et au-dessus de cette même base.

Dans le quatrième et dernier chapitre, nous présentons l'analyse et la modélisation de l'impact du refroidissement Peltier sur l'auto-échauffement d'un transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe. Le refroidissement du TBH par effet Peltier qui est l'une des

méthodes actuellement utilisées, pour sa simplicité et son effet remarquable sur la réduction de la chaleur. Ce phénomène physique consiste en un déplacement de la chaleur en présence d'un courant électrique. L'effet se produit dans des matériaux conducteurs de natures différentes liés par deux contacts. L'une des plaques se refroidit, tandis que l'autre se réchauffe.

Dans la première partie, nous aborderons le principe de l'effet Peltier et les équations mises en œuvre, lors de cette analyse. Néanmoins nous présentons les différents alliages utilisés entre autres l'alliage Bi_2Te_3 .

La deuxième partie, de ce chapitre portera sur l'analyse et la modélisation du refroidissement par effet Peltier sur l'auto-échauffement d'un transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe issu d'une filière BiCMOS9W0.13 μm . Nous constatons un refroidissement par effet Peltier dans le TBH SiGe, avec une baisse significative des températures, l'étude a montré une amélioration du gain en courant et des fréquences de coupure (f_{max}) avec le refroidissement par effet Peltier par rapport à l'auto-échauffement du composant.

Enfin, nous concluons ce travail par une synthèse des résultats obtenus et une conclusion générale avec des perspectives.

Références

1. Vincent Gidel, « Contribution à la modélisation RF de diode Schottky intégrée en Technologie BiCMOS 55 nm et visant des applications sub-THz », Thèse de Doctorat, Université Côte d'Azur, pp.1- 199, 30 Mars 2021.
2. Alice Bossuet, « Intégration sur silicium de solutions complète de caractérisation en puissance de transistor HBT en technologie BiCMOS 55nm à des fréquences au-delà de 130Ghz », Thèse de Doctorat université Lille ; pp 178, 2017.
3. Rosario. D'ESPOSITO, « Electro-thermal characterization, TCAD simulations and compact modeling of advanced SiGe HBTs at device and circuit level », Thèse de Doctorat, de Université de Bordeaux, pp. 1-213, Oct 2016.
4. Maye, C. « Développement d'un banc de mesure load-pull en bande G [140-220 GHz] et application à la caractérisation des transistors HBTs en technologie BiCMOS 55 nm » ; Thèse de Doctorat, Université de Lille., pp.1-163, 2021.



CHAPITRE I

DESCRIPTION DIDACTIQUE DU
TRANSISTOR BIPOLAIRE À HÉTÉROJONCTION À BASE SiGe

I. Introduction

Le transistor bipolaire était le premier composant actif à semi-conducteur, son influence dans l'industrie de l'électronique a été considérable [1]. 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 [2]. Aujourd'hui ces composants offrent outre la rapidité et le faible coût, une réduction du bruit en comparaison avec la technologie standard en Silicium.

Les nouvelles propriétés physiques des structures contraintes SiGe ; offrent une extension du champ d'applications de la technologie Silicium vers les domaines de l'électronique rapide. En outre, le transistor bipolaire à hétérojonction présente, en effet l'intérêt d'être intégrable dans une technologie BiCMOS.

Cette technologie permet de combiner les avantages du MOS et du bipolaire, et répond aux critères de rapidité et de forte densité d'intégration pour la réalisation des circuits actuels. En y intégrant des TBH susceptibles de fonctionner à des fréquences très supérieures au GHz, on peut à terme envisager d'intégrer sur silicium aussi bien des circuits de traitement de signal que les circuits de réception ou d'émission RF.

En conservant les avantages du bipolaire et du CMOS, la technologie BiCMOS est capable de réaliser des circuits VLSI avec des performances auparavant inaccessibles avec l'une ou l'autre technologie réalisée individuellement.

Ce chapitre expose d'une façon didactique les éléments de base qui décrivent le fonctionnement d'un transistor bipolaire à Hétérojonction, et permettent de l'optimiser tant du point de vue statique que dynamique.

Dans la première partie, nous exposons l'intérêt du matériau SiGe et les propriétés physiques et électriques de cet alliage massif et contraint. En revanche, la deuxième partie met en évidence le principe de fonctionnement d'un Transistor Bipolaire à Hétérojonction (TBH).

Nous présentons par la suite, les caractéristiques électriques du TBH en régime statique et dynamique afin de mieux cerner les performances du composant. Quand à la quatrième partie du chapitre, elle synthétise de façon globale l'intégration technologique de du TBH SiGe dans une filière BiCMOS.

Enfin, nous présentons les potentialités du TBH SiGe afin de réaliser différentes applications dans le domaine Radio Fréquence.

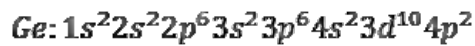
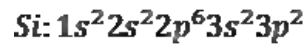
II. Les propriétés des matériaux Si /SiGe

II.1. Propriétés physiques

Les éléments constituant l'alliage SiGe, le Silicium et le Germanium, font partie de la colonne IV du tableau de Mendeleïev. Ainsi, l'obtention d'alliages d'éléments du groupe IV peut se faire en évitant facilement les problèmes courants, des composés hétérogènes tels que

; la miscibilité partielle des atomes et l'ordre atomique à petite et grande échelle dans le matériau.

Le Silicium et le Germanium forment, tous les deux, un cristal de type diamant avec un désaccord de maille de 4.17%. La structure électronique des deux atomes est :



Le choix d'utilisation de cet alliage est retenu en raison de la proximité physique de celui-ci par rapport au silicium pur.

Le silicium et le Germanium sont totalement miscibles. Ils peuvent former des alliages $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$ (x étant la teneur en Germanium dans l'alliage) d'une grande gamme de compositions. Comme le silicium, le Germanium possède une structure cristalline de type diamant et la similitude de structure et des propriétés chimiques de ces deux matériaux permet la formation d'un alliage binaire $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$.

Une des difficultés intervenant lors de la croissance des couches SiGe est due au désaccord de maille entre le silicium et le Germanium. En effet, l'atome de Germanium possède un rayon atomique (rayon de Van der Waals) légèrement plus grand que celui de l'atome de silicium (figure I.1).

Le paramètre de maille du Germanium massif est donc plus élevé que celui du cristal de silicium massif voir (tableau I-1) [3].

	Silicium	Germanium
Rayon atomique (nm)	0,132	0,137
Paramètre de maille (nm)	0,543	0,566

Tableau I-1 : Paramètres des atomes des cristaux de silicium et de germanium massifs [3].

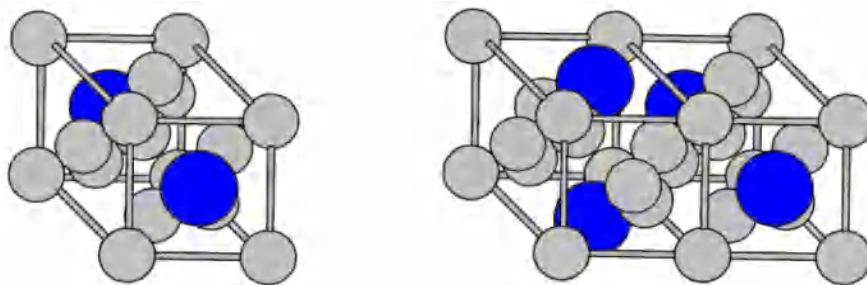


Figure I. 1 : Exemples de maille dans un cristal de SiGe. Les atomes sont représentés par des sphères de couleur gris clair et de petite taille (14 électrons) pour le Silicium et de plus grande taille (32 électrons) et de couleur bleue pour les atomes de Germanium. [3].

II.2. Paramètre de maille et contrainte

Le Germanium (Ge) appartient comme le silicium à la colonne IV de la classification périodique des éléments et il est cristallisé sous la structure diamant. A température ambiante, il existe un désaccord de maille de 4.17% entre le silicium et germanium ($a_{\text{Si}}=5.431\text{Å}$ et

$a_{Ge}=5.657\text{\AA}$). La loi de Végard [4,5] permet de calculer le paramètre de maille de l'alliage SiGe en fonction du taux de germanium x :

$$a_{SiGe}(x) = a_{Ge}(x) + a_{Si}(1 - x) \quad (I-1)$$

A titre d'exemple, le paramètre de maille d'un alliage SiGe comportant 20% de germanium est égal à 5.476\AA , le désaccord de maille par rapport au substrat Si est alors de 0.83%.

$$m = (a_{Si} - a_{Ge})/a_{Ge} \quad (I-2)$$

Grâce à la loi de *Végard*, on peut déterminer, si l'on connaît le taux de germanium incorporé dans le silicium, le paramètre de maille de l'alliage SiGe formé.

Le désaccord de maille existant entre le Si et le SiGe (égal à 4,17% à température ambiante) est à l'origine de la relaxation éventuelle de l'alliage SiGe sur Si, schématisé par la (figure I. 2) : soit le réseau du film SiGe est en compression pour s'aligner sur le réseau de Si (figure I.2. a), soit le réseau de SiGe se relaxe en engendrant des dislocations à l'interface des deux couches (figure I.2.b).

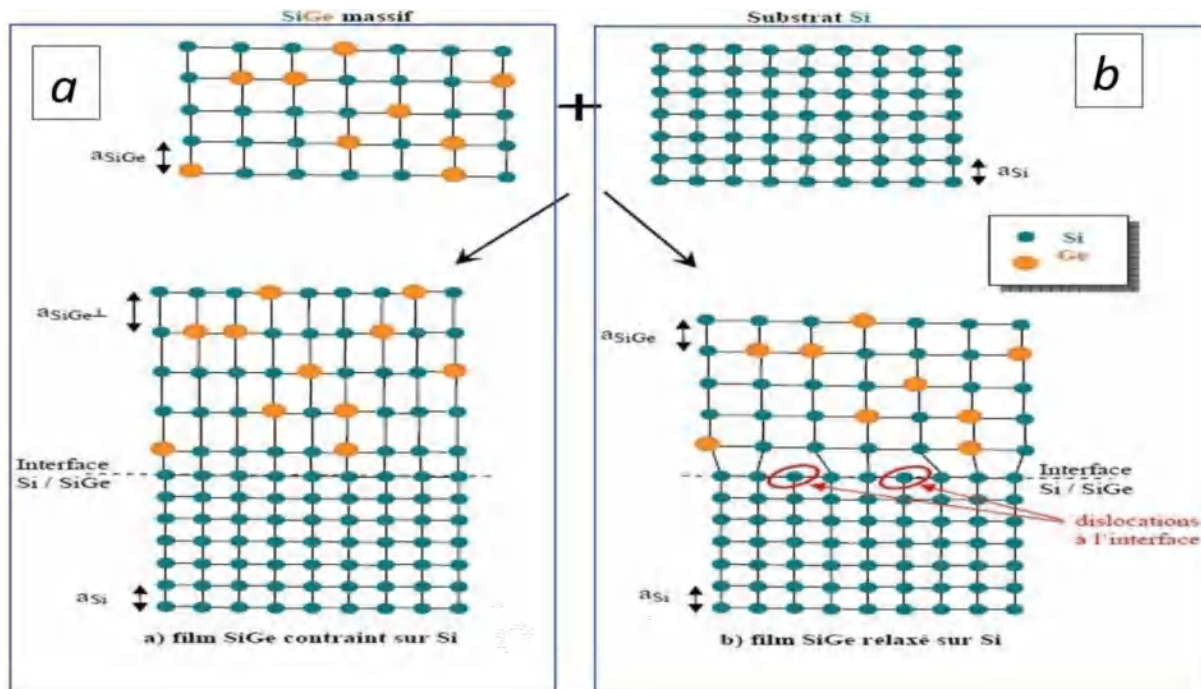


Figure I-2 : Représentation schématique de la structure cristalline d'hétérostructures Si/ SiGe, a) film SiGe contraint sur Si, b) film SiGe relaxé sur Si [3].

Le film SiGe adopte les paramètres du réseau de Si dans le plan de la croissance, ce qui entraîne une distorsion du réseau cristallin de SiGe (figure I.2.a).

Le paramètre de maille (a_{SiGe}) s'élargit afin que le film SiGe conserve son volume. Le matériau possède alors des propriétés différentes de celles du SiGe, du SiGe contraint et du SiGe massif.

Puisque le paramètre cristallin des alliages SiGe est supérieur à celui du silicium, les films contraints sur silicium sont en compression biaxiale dans le plan de croissance, et en

élongation dans la direction normale au plan de l'interface. La couche est dite contrainte ou pseudo morphique.

Les films SiGe contraints, plus épais ou à forte teneur en germanium, sont instables, et des dislocations d'adaptation peuvent prendre naissance à l'interface ; le matériau peut se relaxer en surface (figure I-2. b).

Le paramètre de maille est alors laissé libre. En général, ces dislocations n'apparaissent qu'à l'interface Si/SiGe, mais elles peuvent également se propager dans le volume de la couche SiGe. Les dislocations sont des défauts cristallins importants, intolérables dans les couches actives d'un dispositif électronique.

II. 3. Propriétés électriques

II.3.1. Structures de bande du SiGe

Le substrat Si et l'alliage SiGe possèdent la même structure cristallographique mais ont des énergies de bande interdite (Gap) différentes. Comme le montre la (figure I.3) [6], à 300K, le silicium a un gap de 1.12eV et le germanium de 0.66eV.

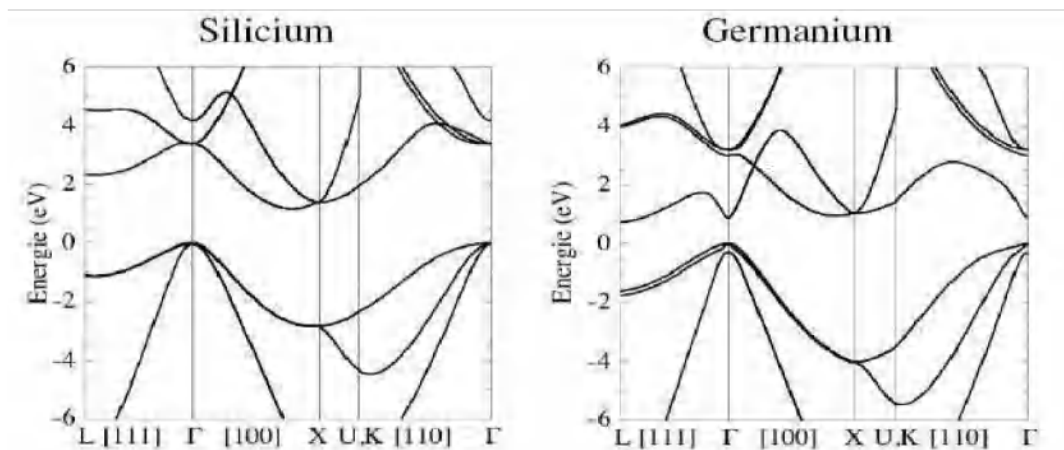


Figure I.3 : Diagrammes de bandes du silicium et du germanium à 300K [7]

Il est difficile de déterminer le gap de l'alliage SiGe qui sera compris entre celui du silicium et celui du germanium. Il dépend à la fois du pourcentage de Ge et de l'état dans laquelle se trouve la couche. En effet, à taux de Ge constant, une couche de SiGe contrainte aura une énergie de bande interdite plus faible qu'une couche non contrainte (Figure I.3) [7]. On aperçoit dans la (figure I.3 que le minimum de bande de conduction est localisé dans des directions différentes selon le matériau : direction [100] pour le Si (dégénéré 6 fois) et [111] pour le Ge (dégénéré 8 fois).

Dans la figure (I.4), sont reportées schématiquement les bandes d'énergie pour ces trois matériaux. Que ce soit pour l'affinité électronique (comprise entre celle du Ge ($X=4.00$) et celle du Si ($X=4.05$) ou pour la largeur de la bande interdite (comprise entre celle du Ge ($E_g=0.66$ eV) et celle du Si ($E_g=1.12$ eV), nous pouvons noter que la fraction molaire de

Germanium de $x=0$ (silicium pur) à $x=1$ (germanium pur) permet de modifier aisément l'alliage binaire [8].

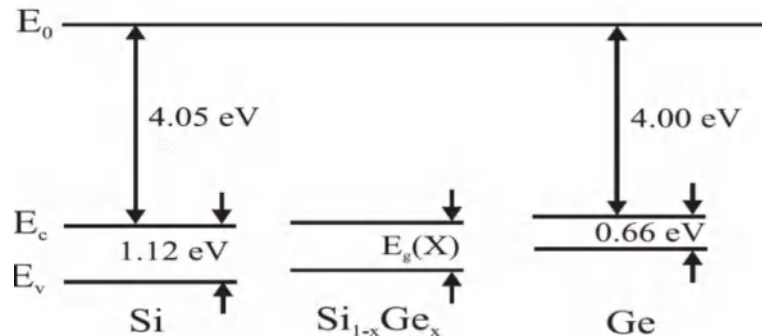


Figure I.4 : Diagramme de bande d'énergie de Si, SiGe et Ge. Il peut être observé que la bande interdite de SiGe peut être réglée en changeant la fraction(x) Ge.

La rupture qui intervient pour un pourcentage de Germanium $x = 0.85$ dans le cas non contraint est due au fait que le minimum de bande de conduction se trouve dans des directions différentes de l'espace réciproque pour le Si et le Ge (Figure I.5).

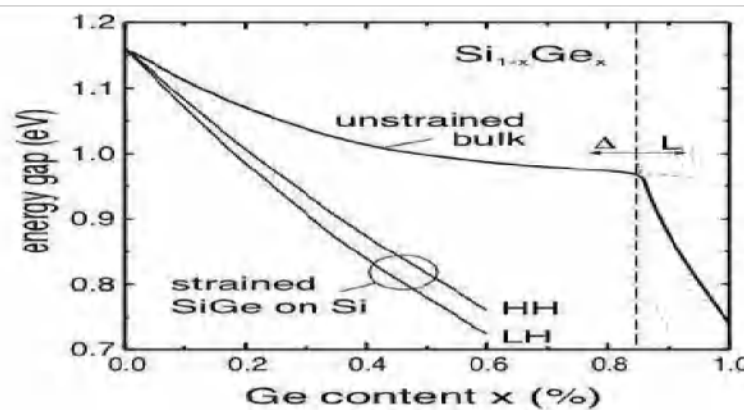


Figure I : 5. Evolution de l'énergie de bande interdite du SiGe contraint et non contraint en fonction du pourcentage de germanium [7].

Le fait que la couche soit contrainte ou non : une couche de SiGe contrainte aura une bande interdite systématiquement plus faible que la couche non contrainte ayant le même taux de Ge [7].

Les deux courbes situées en dessous sont dues à une levée de dégénérescence en bande de valence : HH pour "Heavy Holes" (trous lourds) et LH pour "Light Holes" (trous légers). Une valeur approximative de l'énergie de bande interdite de l'alliage SiGe contraint peut-être déterminée par l'expression suivante [9] :

$$E_{gSiGe}(x, T) = E_0(T) - 1.02 \cdot x + 0.52 \cdot x^2 \quad [\text{eV}] \quad (\text{I-3})$$

Dans cette expression, $E_0(T)$ représente l'énergie de bande interdite du Si pur et x est le taux de Ge dans l'alliage SiGe.

II.3.2. Alignement des bandes

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

L'alignement des bandes d'une hétérojonction peut être de deux types suivant la façon dont l'écart d'énergie de bande interdite se rapporte sur la bande de valence ou sur la bande de conduction figure (I. 6)



Type I : lorsque ΔE_c et ΔE_v sont de signe opposé.



Type II : lorsque ΔE_c et ΔE_v sont de même signe.

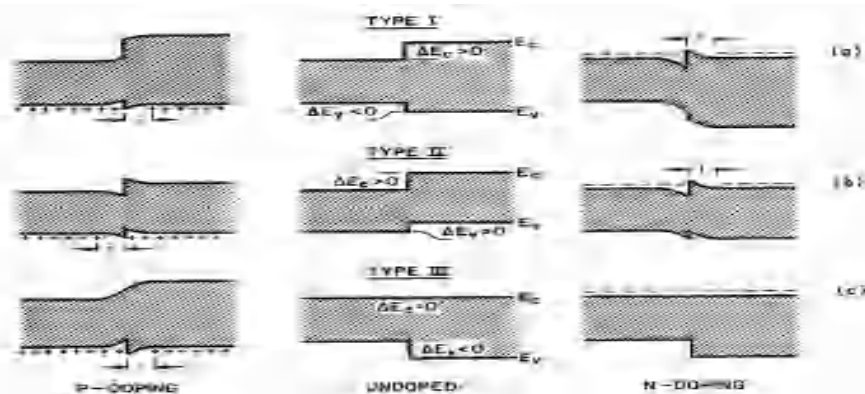


Figure. I.6: Classification des configurations d'alignement des bandes dans les hétérostructures. Type I : la bande interdite de plus faible largeur est incluse dans celle de plus grande largeur ; Type II : alignement en escalier ; Type III : alignement continu sur l'une des bandes (conduction ou valence) répercutant l'intégralité de l'écart de largeur de bande interdite sur l'autre bande. [10]

Le SiGe n'est étudié au sein d'hétérostructures que sous la forme contrainte. Lorsqu'il est en compression biaxiale sur une couche de Silicium, l'alignement est de type I avec une discontinuité de bande de conduction généralement négligeable vis-à-vis de la discontinuité de valence. Une couche de l'alliage SiGe sur un substrat de silicium forme une hétérojonction Si/SiGe. La réduction de bande interdite due au germanium va se reporter de façon prédominante dans la bande de valence et la modification de la bande de conduction est souvent négligée [7]. A titre d'exemple, une concentration de 10% de Ge induit un décalage de la bande de conduction de 19 meV, pour 73 meV dans la bande de valence [7].

La Figure (I.7) est une représentation schématique de la discontinuité des bandes de valence et de conduction, d'une hétérojonction Si/SiGe. On remarque que la différence entre les énergies de bande interdite des deux matériaux de l'hétérojonction, provient essentiellement de la différence de niveau d'énergie des bandes de valence (ΔE_v).

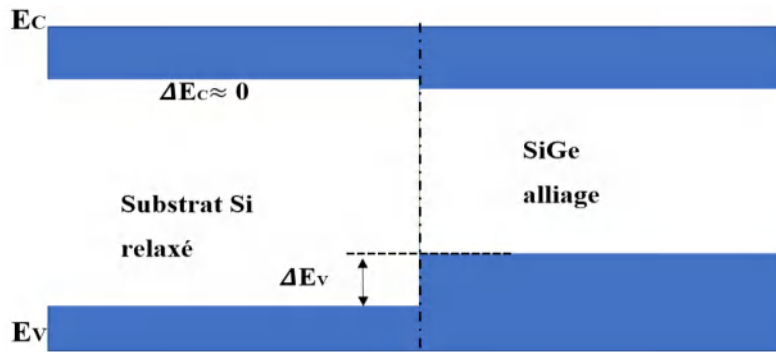


Figure I.7. Schéma de l'alignement de bandes entre le Si et le SiGe contraint sur Si.

On remarque que pour des concentrations de Ge comprises entre 0 et 30 % (typiques des bases des transistors bipolaires), la principale discontinuité est visible en bande de valence, et peut être évaluée simplement par l'équation I.4 suivante [11] :

$$\Delta E_V = 0.74 \cdot x_{Ge} \text{ [eV]} \quad (\text{I.4})$$

III. Etat de l'art et performances du transistor à Hétérojonction

Le premier transistor a été inventé par deux chercheurs du laboratoire Bell et testé avec succès le 16 décembre 1947. John Bardeen et Walter Brattain sous la direction de William Shockley avaient mis en place un groupe de travail sur les semi-conducteurs dès 1945.

Un premier prototype développé par Shockley ne fonctionna pas correctement et c'est avec l'aide des physiciens Bardeen et Brattain qu'il réussit à détecter et corriger les divers problèmes liés aux champs électriques dans les semi-conducteurs.



Figure I.8 : Photographie d'une réplique du premier transistor bipolaire [12].

Le transistor bipolaire à homojonction (BJT) a énormément évolué et présente aujourd'hui de très bonnes performances : une transconductance élevée, la possibilité d'avoir de fortes densités de courants et un bruit en $(1/f)$ minimisé grâce à une structure verticale réduisant les effets d'interface. Cette dernière caractéristique permet aux composants de

présenter de très faibles niveaux de bruit en excès et par voie de conséquence un faible bruit de phase pour les oscillateurs.

Cependant, les limitations fréquentielles du BJT [13] ont entraîné le développement de transistors à hétérojonction (TBH). Suggérée par Kroemer [2], l'introduction des hétérojonctions a permis une avancée considérable en termes de fréquence de transition (f_T) et de fréquence maximale d'oscillation (f_{max}), mais également en termes de gain et de facteur de bruit.

Après avoir déposé le brevet de l'invention en 1951, c'est en 1954 que le premier transistor bipolaire en silicium fût fabriqué. Dès lors, il révolutionna le monde de l'électronique avec l'apparition de puissants calculateurs industriels ou militaires.

Après l'élaboration de la théorie du transistor bipolaire à hétérojonctions en 1957, des progrès technologiques conséquents ont permis d'améliorer les performances au fur et à mesure des années. Citons notamment la première épitaxie d'un alliage silicium-germanium contraint réalisée en 1975, puis en 1986 développement de la technique de dépôt en phase vapeur (CVD) toujours utilisée aujourd'hui. C'est en 1987 que le premier transistor bipolaire à hétérojonctions Si/SiGe fut fabriqué.

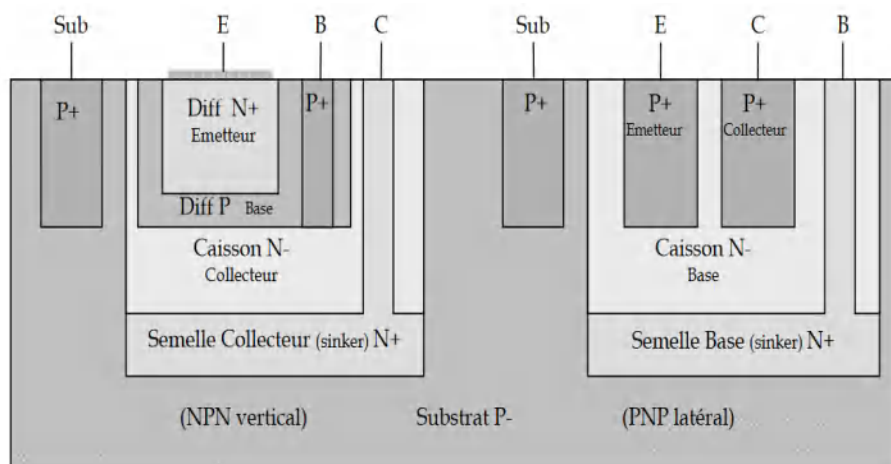


Figure 1.9: Transistor NPN vertical et PNP latéral sur substrat P-

Cette innovation entraîna une amélioration conséquente des performances du dispositif. Une fréquence de coupure supérieure à 100GHz a pu être atteinte dès 1993. Au début des années 90, la société américaine IBM participa activement au développement de technologies BiCMOS comportant sur une même puce des TBH Si/SiGe et des transistors à effet de champ.

La fabrication du premier TBH Si/SiGe de type PNP a été démontrée en 1990 [14]. Une course à la performance s'engagea ensuite entre les principaux acteurs du marché. Celle-ci s'accéléra grâce à une nouvelle avancée technologique : l'introduction du carbone dans la base des dispositifs en 1996. Les fréquences de coupure s'envolèrent dépassant 200GHz, puis 300GHz. Le premier TBH Si/SiGe : possédant une fréquence de transition supérieure à

400GHz a été élaboré en 2010. La (figure I.10) représente l'évolution des fréquences maximales d'oscillation f_{max} des matériaux III-V et celle du silicium dans le temps.

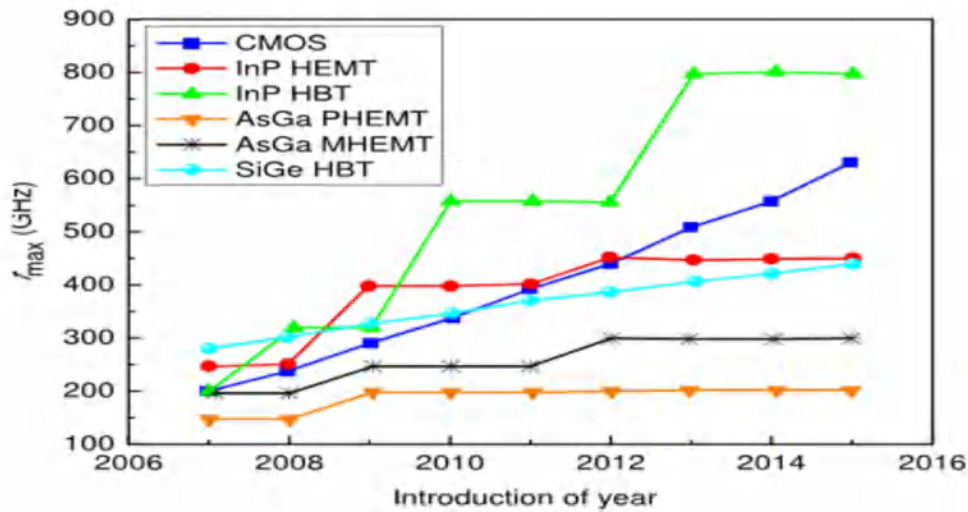


Figure I.10 Evolution des fréquences maximales d'oscillation des matériaux III-V et celle du silicium par années. [15]

Cette forte augmentation des performances des TBH Si/SiGe ces dernières années ouvre de nouvelles opportunités aux technologies silicium. En effet, les applications millimétriques jusqu'ici réservées aux technologies III-V, peuvent maintenant être adressées par des plateformes silicium à un moindre coût. Un spectre fréquentiel permettant de situer les ondes millimétriques ($30\text{GHz} < f < 300\text{GHz}$ et $1\text{mm} < \lambda < 1\text{cm}$) est présenté sur la (figure I.11).

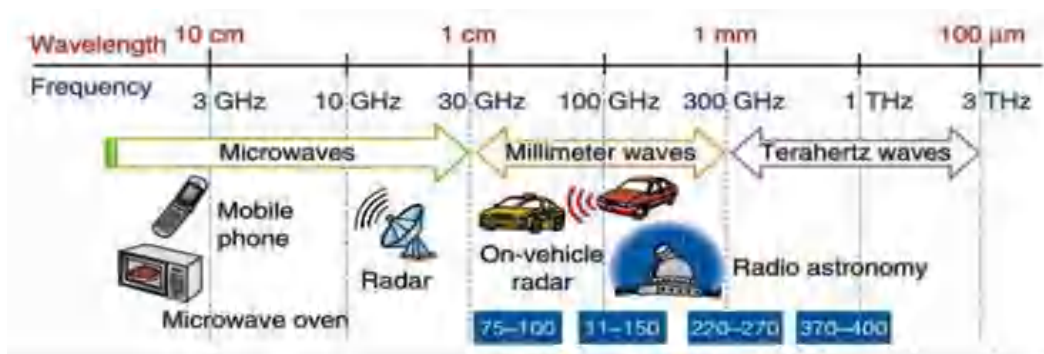


Figure I.11 Spectre fréquentiel situant les ondes millimétriques [16].

III.1. Principes de fonctionnement

Le transistor bipolaire (BJT) est un composant électronique vertical constitué de deux jonctions p-n montées tête-bêche et présentant une région commune. Il existe trois régions : un émetteur (E), une base (B) et un collecteur (C). Elles sont dopées respectivement NPN ou PNP (Figure I.12).

Le principe de fonctionnement d'un (BJT) est basé, sur la formation de zones de charges d'espace dans les jonctions PN [17].

Les électrons induits par chacun des dopants créent au niveau de chacune des jonctions une barrière de potentiel qui bloque le flux de courant des jonctions émetteur-

base(É-B) et base-collecteur (B-C). La hauteur des barrières, à l'équilibre thermodynamique peut être changée par l'application d'une polarisation appropriée sur la jonction PN (polarisation dépendante du type de transistor NPN ou PNP), de sorte que les électrons de l'émetteur puissent se déplacer vers le collecteur et de cette façon contribuer à créer un courant. Dans le cadre de notre travail, nous nous intéressons au transistor NPN ; il est plus adapté aux applications micro-ondes en raison d'une mobilité des porteurs minoritaires dans la base, plus élevée.

Dans ce type de transistor, l'émetteur, relié à la première zone N, se trouve polarisé à une tension inférieure à celle de la base, reliée à la zone P. La diode émetteur/base se trouve donc polarisée en direct, et le courant (injection d'électrons) circule de l'émetteur vers la base. On distingue quatre régimes de fonctionnement dépendant de la polarisation des jonctions :

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

Nous nous intéressons au régime de fonctionnement normal.

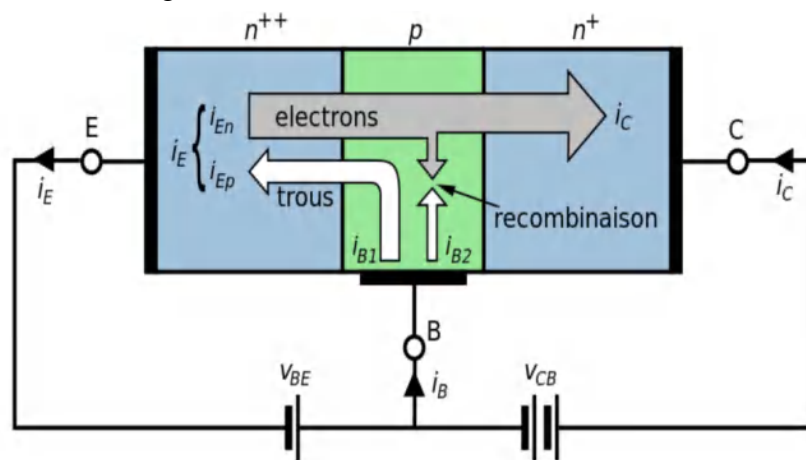


Figure I.12: Structure de transistor bipolaire en régime direct.

En fonctionnement normal (figure I.12), la jonction (BC) est polarisée en inverse, ce qui signifie que le potentiel du collecteur est bien supérieur à celui de la base. Les électrons, qui ont pour la plupart diffusé jusqu'à la zone de charge de cette jonction, sont recueillis par le contact collecteur.

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

Le courant des trous circulant de la base vers l'émetteur ajouté au courant de recombinaison des électrons neutralisés par des trous dans la base correspond au courant de base I_B , grossièrement proportionnel au courant de collecteur I_C . Cette proportionnalité donne l'illusion que le courant de base contrôle le courant de collecteur.

Lorsque la tension (V_{BE}) base-collecteur est suffisamment positive, la quasi-totalité des électrons est collectée, et le courant de collecteur ne dépend pas de cette tension ; c'est la zone linéaire. Dans le cas contraire, les électrons stationnent dans la base, se recombinent, et le gain chute ; c'est la zone de saturation.

III.2. Limites du transistor bipolaire à homojonction classique

Les limites du transistor bipolaire à homojonction sont atteintes lorsque l'on cherche à diminuer au maximum la largeur de la base, afin de diminuer le temps de transit des électrons, temps nécessaire pour que les électrons traversent la base. La résistance de base, R_B , inversement proportionnelle au produit du dopage N_B de base par la largeur de la base W_B , augmente lorsque la largeur de base diminue.

On doit donc augmenter pour stabiliser la valeur de R_B (élément d'accès devant rester le plus faible possible). Cependant si on fait croître le dopage de la base N_B , le dopage de l'émetteur N_E doit augmenter aussi, pour que l'injection de courant de l'émetteur vers le collecteur reste très supérieure à celle de la base vers l'émetteur. Ne pouvant augmenter le dopage indéfiniment, on arrive donc à des limites [18].

Une solution est d'utiliser des matériaux différents, c'est à dire de largeur de bande interdite E_g différents, pour venir réaliser des hétérojonctions, d'où le transistor bipolaire à hétérojonction.

III.3. Principe de fonctionnement des TBH

La création des transistors bipolaires à hétérojonction s'est produite très tôt, avec déjà le besoin nécessaire de réaliser un composant plus rapide, plus performant, mais surtout qui puisse s'appuyer réellement sur les technologies Silicium hyperfréquences existantes et qui puisse de ce fait posséder un coût bas.

Dans les transistors bipolaires classiques, la barrière vue par les électrons et les trous est la même. C'est pour cette raison qu'il est nécessaire d'avoir une dissymétrie de dopage entre la base et l'émetteur pour améliorer l'efficacité d'injection.

Par contre, le principe du transistor à hétérojonction consiste à choisir pour la base, un matériau d'une largeur du gap différente de celle de l'émetteur et du collecteur. La discontinuité de bandes résultant de l'alignement des bandes des différentes couches est reportée essentiellement sur la bande de valence. Il en résulte que la barrière vue par les électrons sera diminuée alors que celle vue par les trous reste la même. Cela favorise le passage des électrons et permet, en même temps, d'obtenir un courant de collecteur plus fort. Tandis que pour une tension de polarisation identique V_{BE} , la barrière de potentiel qui s'oppose à la diffusion des électrons en passant de l'émetteur vers la base est moins

importante dans le cas d'une jonction Si/SiGe (figure I.13) que dans une jonction Si/Si. Ceci donne un niveau d'injection et un gain en courant plus grands.

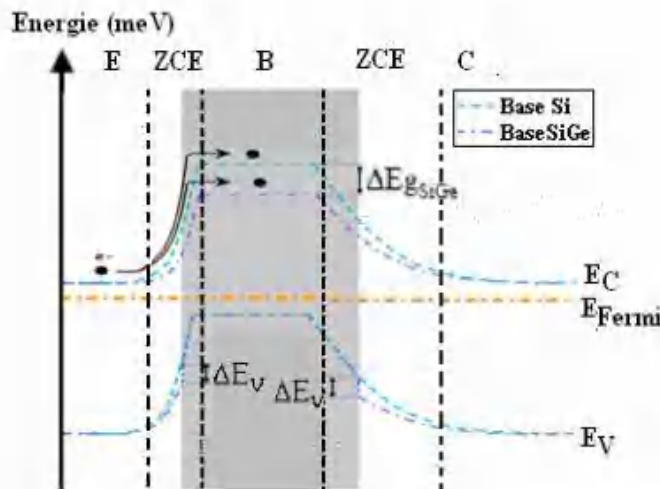


Figure I.13. Comparaison des diagrammes de bandes d'un transistor bipolaire NPN tout silicium et d'un transistor à hétérojonction Si/SiGe.

III. 3. 1. Les caractéristiques statiques du TBH

III. 3.1.1. Courants du transistor

Comme signalé précédemment, le transistor bipolaire est un composant qui fait intervenir les deux types de porteurs, électrons et trous.

En régime de fonctionnement normal, les différents courants du composant sont répartis de la manière suivante :

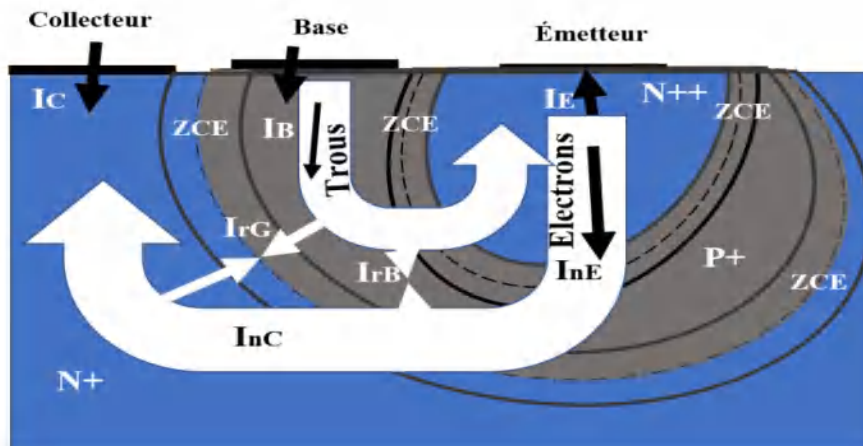


Figure I.14. Principaux courants du transistor bipolaire dans un mode de fonctionnement direct.

La jonction émetteur/base polarisée en direct injecte des électrons dans la base (courant I_{nE}) et des trous coté émetteur (I_{pE}). Il est possible d'avoir une recombinaison entre les trous et les électrons dans la ZCE, créant ainsi la composante I_{rG} . Les trous sont injectés dans un milieu fortement dopé N et se recombinent rapidement dans le volume de l'émetteur.

Les électrons diffusent de l'émetteur vers le collecteur dans la base dopée P, il est donc également possible d'avoir de la recombinaison en volume, créant la composante de recombinaison en base neutre I_{rB} . Les électrons qui ont traversé la base (courant I_{nC}) constituent l'intégralité du courant collecteur. Selon la figure I.14, le courant d'émetteur à trois composantes :

- I_{nE} : Le courant d'électrons injectés de l'émetteur vers la base. C'est la composante Principale du courant.
- I_{pE} : Le courant de trous injectés de la base vers l'émetteur
- I_{rG} : Le courant de recombinaison dans la ZCE de la jonction émetteur/base.

On en déduit la décomposition du courant d'émetteur :

$$I_E = I_{nE} + I_{pE} + I_{rG} \quad (I.5)$$

Le courant de base est composé de :

- I_{pE} : Le courant de trous injectés de la base vers l'émetteur
- I_{rG} : Le courant de recombinaison dans la ZCE émetteur/base.
- I_{rB} : Le courant de recombinaison dans la base neutre.

Il en découle :

$$I_B = I_{pE} + I_{rB} + I_{rG} \quad (I.6)$$

Le courant de collecteur est formé principalement par les électrons qui traversent la jonction base-collecteur (I_{nC}).

$$I_C = I_{nC} = I_{nE} - I_{rB} \quad (I.7)$$

Les trois équations précédentes permettent bien de vérifier :

$$I_E = I_C + I_B \quad (I.8)$$

Compte-tenu des dimensions du dispositif et des temps de transit très faibles des porteurs dans le composant, les composantes de recombinaison I_{rG} et I_{rB} sont généralement négligeables.

Sur la figure I.14 apparaissent également des courants d'avalanche lorsque la jonction base/collecteur est fortement polarisée en inverse. Ce courant d'avalanche a pour conséquence, lorsqu'il existe, d'augmenter le courant collecteur et de diminuer le courant de base. La figure I.15 présente les concentrations de porteurs minoritaires dans un transistor bipolaire en régime de fonctionnement normal.

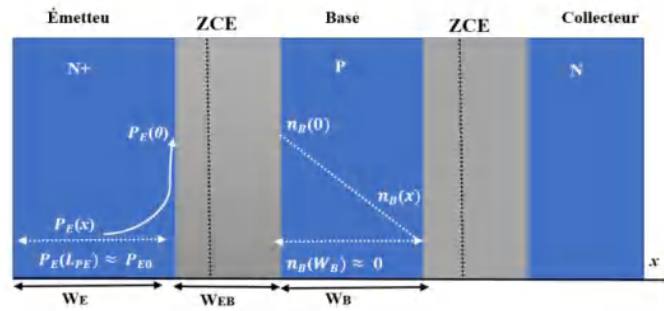


Figure 1.15 Profils des porteurs minoritaires dans un transistor bipolaire NPN.

III. 3.2. Expression des courants

Ce paragraphe vise à fournir une expression analytique des courants du TBH en régime statique, lorsque le composant est en mode de fonctionnement direct. [19, 20, 21].

Nous rappelons brièvement les principales équations du transport dans les semi-conducteurs. Loin de vouloir être exhaustif, le but est de poser les équations qui seront utiles pour les calculs des différents courants.

Dans un semi-conducteur non dopé, la concentration des porteurs est égale à la concentration intrinsèque, donnée par l'équation suivante :

$$n_i^2(T) = N_c \cdot N_v \cdot \exp\left(\frac{-E_G}{k_B T}\right) \quad (\text{I.9})$$

Dans le cas d'un alliage de $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$, on peut exprimer la densité de porteurs intrinsèque en fonction de celle du Si pur [22] :

$$n_{i \text{ SiGe}}^2 = n_{i \text{ Si}}^2 \frac{(N_c \cdot N_v)_{\text{SiGe}}}{(N_c \cdot N_v)_{\text{Si}}} \cdot \exp\left(\frac{-\Delta E_G}{k_B T}\right) \quad (\text{I.10})$$

$$\Delta E_G = 0.74x$$

Dans l'équation précédente, la variation de bande interdite ΔE_G et le rapport $y = \frac{(N_c \cdot N_v)_{\text{SiGe}}}{(N_c \cdot N_v)_{\text{Si}}}$

Dépendent fortement du taux de Germanium. En général le rapport entre les densités d'état effectives des porteurs du SiGe et du silicium est inférieur à 1. Cependant, grâce à la réduction du gap ΔE_G , le rapport $n_{i \text{ SiGe}}^2 / n_{i \text{ Si}}^2$ est largement supérieur à 1. Les constantes de diffusion des électrons et des trous sont liées à la mobilité par les relations d'Einstein

III. 3.2. 1 Courant du collecteur

Pour calculer le courant collecteur, nous reprendrons premièrement l'approche décrite par Kroemer [23]. Le courant collecteur étant principalement un courant d'électrons ayant traversé la base, le principe est de calculer la concentration de porteurs dans la base neutre de la manière la plus générale possible. La seule hypothèse restrictive est qu'on ne considère pas de recombinaison en volume dans la base neutre, donc que la densité de courant est constante dans toute la base (à une dimension).

Une autre méthode détaillée dans [24] propose de calculer le courant J_n en chaque point de la base, afin de tenir compte de la recombinaison, mais suppose une base uniforme (dopage et taux de Germanium).

Nous donnerons juste les grandes lignes de cette seconde approche. Dans une optique de simplification des calculs, l'approche retenue pour calculer le courant I_c est l'approche dérive-diffusion.

On considère également que le courant de trous dans la base est négligeable comparé au courant d'électrons, et que les matériaux ne sont pas dégénérés.

Bien qu'extrêmement simplificatrices, ces hypothèses offrent une bonne estimation des niveaux de courant dans le transistor. Les abscisses sont celles définies dans la figure I.15 : $x = 0$ correspond à l'entrée dans la base neutre coté émetteur, et $x = W_B$ correspond à la sortie de la base neutre, côte collecteur.

a) Sans recombinaison

Dans le cas général (sans recombinaison), les courants d'électrons et de trous dépendent de leur niveau de Fermi respectifs E_{Fn} et E_{Fp} :

Compte tenu de l'efficacité d'injection de la jonction émetteur/base et du fort gain en courant de nos transistors, nous pourrions considérer que le courant de trous dans la base est négligeable, le courant collecteur se réduisant à un courant d'électrons. Le courant de trous étant nul, on a donc $\frac{dE_{Fp}}{dx} = 0$, qui permet d'écrire [21, 25] :

$$J_n = n\mu_n \frac{d(E_{Fn} - E_{Fp})}{dx} \quad (\text{I.11})$$

$$D_n = \mu_n \frac{k_B T}{q} \quad \text{Et} \quad D_p = \mu_p \frac{k_B T}{q} \quad (\text{I.12})$$

$$n \cdot p = n_i^2 \exp\left(\frac{E_{Fn} - E_{Fp}}{k_B T}\right) \quad (\text{I.13})$$

$$\frac{d(E_{Fn} - E_{Fp})}{d(x)} = k_B T \frac{n_i^2}{n \cdot p} \frac{d}{dx} \left(\frac{n \cdot p}{n_i^2}\right) \quad (\text{I.14})$$

On peut donc exprimer le courant collecteur I_c en fonction du nombre de Gummel de base et de la surface d'émetteur (A_e) (I.15), dans le cas d'une base uniforme, le nombre de Gummel devient (I.16) [26, 27] :

$$I_c = \frac{q A_e}{G_B} \exp\left(\frac{q V_{BE}}{k_B T}\right) \quad (\text{I.15})$$

$$G_B = \frac{N_{aB} W_B}{D_{nB} n_{iB}^2} \quad (\text{I.16})$$

Avec $p = N_{aB}$ dans l'hypothèse d'ionisation complète des espèces dopantes. On retrouve ainsi l'expression classique du nombre de Gummel.

b) Avec recombinaison dans une base uniforme

Nous avons exprimé le courant collecteur dans le cas le plus général possible. Notamment si la base est épaisse, tous les électrons injectés à la jonction E/B ne parviendront pas à la jonction B/C. L'équation de continuité pour les trous et électrons s'exprime de façon générale [26]:

$$\frac{\partial n}{\partial t} = G_n - U_n + \frac{1}{q} \text{div} \vec{j}_n \quad (\text{I.17})$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = G_p - U_p + \frac{1}{q} \text{div} \vec{j}_p \quad (\text{I.18})$$

Où (G_n, G_p) et (U_n, U_p) représentent respectivement le taux de génération et le taux de recombinaison des et la densité de courant (électrons, trous) vaut.

Avec (D_n, D_p) et (μ_n, μ_p) , respectivement le coefficient de diffusion et la mobilité des (électrons, trous).[28]

$$J_n = q D_n \overrightarrow{\text{grad}} n + q n \mu_n \vec{E} \quad (\text{I.19})$$

$$J_p = q D_p \overrightarrow{\text{grad}} p + q p \mu_p \vec{E} \quad (\text{I.20})$$

Cependant, la résolution des équations de continuité s'avère être complexe et un certain nombre d'hypothèses sont indispensables pour établir une expression simplifiée des courants [29]. On se place ainsi dans les conditions suivantes (fonctionnement idéal) :

- Le transistor se trouve à l'équilibre thermodynamique et en régime stationnaire. Il en résulte : $\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{\partial p}{\partial t} = 0$.
- Il n'y a pas de génération extérieure de porteurs : $G_n = G_p = 0$.
- Il n'y a pas de courant de génération-recombinaison dans les zones de charge d'espace : cette hypothèse simplifie les conditions aux limites de l'équation de continuité.
- On se trouve en régime de faible injection : la concentration en porteurs minoritaires (électrons dans les zones p et trous dans les zones n) reste négligeable devant la concentration des espèces dopantes.
- Les effets de résistances séries sont négligeables, et le dopage est uniforme dans chaque région. Ces deux hypothèses impliquent un champ électrique nul dans les trois régions du transistor : les porteurs se déplacent uniquement par diffusion.
- La largeur de base (notée W_B) est petite devant la longueur de diffusion des trous et la longueur de l'émetteur (W_E) est petite devant la longueur de diffusion des électrons. Ainsi, les porteurs minoritaires traversent la base et l'émetteur sans recombinaison et leur distribution est linéaire.

Nous pouvons constater que le facteur W_B/L_{nB} est toujours présent, nous pouvons donc faire une analyse en fonction du rapport entre la largeur de la base et de la longueur de diffusion des électrons.

1) Si $W_B/L_{nB} \ll 1$, cela signifie que la longueur de diffusion des électrons est très supérieure à la longueur de la base, le courant de recombinaison J_{rB} sera nul, et J_{nE} et J_{nC} seront égaux et constitueront la totalité du courant collecteur I_C .

$$I_C = \frac{-qn_i^2 D_{nB}}{W_B N_{nB}} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{k_B T}\right) \quad (1.21)$$

2) Si au contraire la base est très épaisse, ou si les phénomènes de recombinaison sont prépondérants, on peut poser $W_B/L_{nB} \gg 1$, qui donne les expressions suivantes de J_{nE} et J_{nC} :

$$J_{nE} = \frac{-qn_i^2 D_{nB}}{L_{nB} \cdot N_{nB}} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{k_B T}\right) \quad (1.22)$$

$$J_{nC} = \frac{-qn_i^2 D_{nB}}{L_{nB} \cdot N_{nB} \cdot \sinh\left(\frac{W_B}{L_{nB}}\right)} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{k_B T}\right) \quad (1.23)$$

En ayant remplacé W_B par L_{nB} . Le courant d'émetteur I_{nE} ne dépend donc pas de la largeur de la base. Ce courant est d'autant plus faible que la base est épaisse, Le courant de recombinaison se simplifie pour donner :

$$J_{rB} = \frac{-qn_i^2 D_{nB}}{L_{nB}} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{k_B T}\right) \quad (1.24)$$

Si la largeur de la base est réellement plus grande que la longueur de diffusion des électrons, tous les électrons se recombinent en volume, et la densité d'électrons collectés tend vers 0.

En pratique, nous avons des bases non homogènes ou le taux de Ge et le dopage varient ce qui implique le champ électrique n'est pas nul, et dans lesquelles peuvent apparaître des courants de recombinaison.

III. 3. 2. 2. Courant de base

La composante principale du courant de base I_B est le courant de diffusion des trous de la base vers l'émetteur I_{pE} . Son expression peut être déterminée simplement à partir de l'équation suivante reliant le coefficient de diffusion D_{pE} , la concentration de trous P_E , et la durée de vie des porteurs minoritaires dans l'émetteur τ_{pe} [30]:

$$D_{pE} \frac{d^2 P_E}{dx^2} = \frac{(P_E - P_{E0})}{\tau_{pe}} \quad (1.25)$$

Où $P_{E0} = n_i^2 / N_{dE}$ représente la concentration de porteurs minoritaires dans l'émetteur à l'équilibre thermique ($P_{E0}(\infty) = P_{E0}$). A l'extrémité de la jonction émetteur-base, la concentration en trous $P_E(0)$ peut être déterminée en fonction de la polarisation V_{BE} appliquée [31] :

$$P_E(0) = P_{E0} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{k_B T}\right) \quad (I.26)$$

Dans les TBH développés lors de cette étude, l'épaisseur de l'émetteur W_E est très grande devant la longueur de diffusion des trous dans l'émetteur L_{PE} . La distribution des trous en fonction de la distance par rapport à la jonction émetteur-base peut alors s'écrire [31] :

$$P_E(x) - P_{E0} = P_{E0} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{k_B T}\right) \exp\left(\frac{-x}{L_{PE}}\right) \quad (I.27)$$

La concentration de trous décroît donc de manière exponentielle lorsqu'on s'éloigne de la jonction métallurgique émetteur-base. En injectant l'expression de $P_E(x)$ dans (I-26), on peut calculer la densité de courant en $x = 0$. De plus, si on se place dans un régime de fonctionnement normal ($qV_{BE} \gg k_B T$), on peut exprimer I_{PE} et donc le courant de base I_B circulant dans un dispositif de section A_e [30] :

$$I_{PE} \approx I_B \approx \frac{-qA_e n_{iB}^2 D_{PE}}{L_{PE} N_{dE}} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{k_B T}\right) \quad (I.28)$$

La relation (I-28) montre que dans le cas d'un émetteur large ($W_E \gg L_{PE}$), le courant de base est inversement proportionnel au produit de la longueur de diffusion des trous dans l'émetteur L_{PE} par le dopage de l'émetteur N_{dE} . Dans ce cas, le courant de base ne dépend pas de la largeur d'émetteur W_E car l'ensemble des porteurs minoritaires se recombinaient avant d'atteindre le contact de l'émetteur. Afin de simplifier l'expression (I-28), nous pouvons introduire le nombre de Gummel de l'émetteur :

$$G_E = \int_{-W_E}^0 \frac{N_{dE}(x)}{D_{PE}(x) n_{iE}^2(x)} dx = \frac{L_{PE} \cdot N_{dE}}{D_{PE} \cdot n_{iE}^2} \quad (I.29)$$

I_B s'exprimera alors [30, 31] :

$$I_B = \frac{qA_e}{G_E} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{k_B T}\right) \quad (I.30)$$

Nous pouvons donc agir sur différents paramètres afin de régler le niveau de courant de base, le plus accessible étant le niveau de dopage de l'émetteur qui va réguler l'injection des trous provenant de la base (si N_{dE} augmente, I_B va diminuer).

III. 3. 3. Courbes de Gummel :

Dans les équations (I.30, I.15) nous avons exprimé les courants de base et de collecteur en fonction de la tension V_{BE} uniquement, n'indiquant aucune dépendance avec la tension V_{CB} . Or, la variation de I_C et I_B en fonction de la polarisation (E/B) n'est pas rigoureusement $\exp(V_{BE}/k_B T)$, et la tension B/C a une forte influence sur le fonctionnement du composant.

De même, nous avons obtenu l'expression d'un gain en courant indépendant des tensions appliquées. En réalité, ces considérations ne sont vraies que dans une zone restreinte des caractéristiques du composant, que nous appellerons zone idéale (zone 3 de la figure I.14). En

dehors de cette zone idéale, différents effets non linéaires se font sentir et influent sur les caractéristiques du composant.

Les courbes de Gummel représentent en échelle semi-logarithmique les évolutions des courants de collecteur et de la base avec la tension V_{BE} , la jonction base/collecteur est faiblement polarisée figure (I.16).

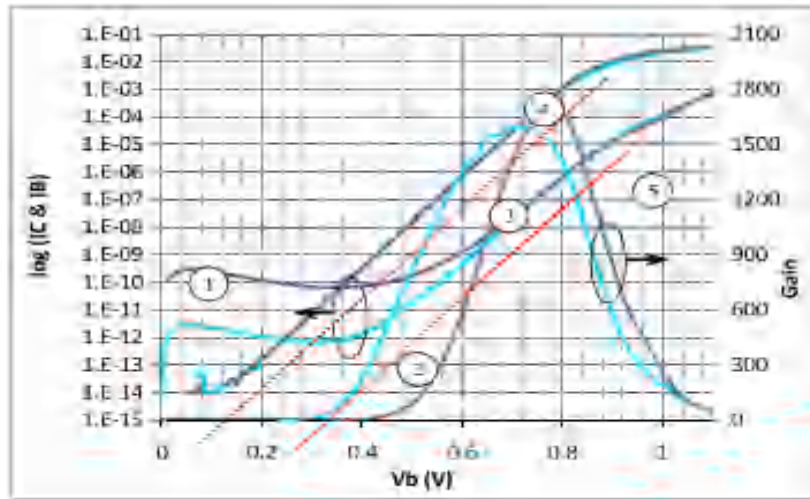


Figure I.16 Exemple de courbe de Gummel et de gain d'un TBH (1 : courant tunnel bande à bande ; 2 : courant de base non idéal, du a des recombinaisons ; 3 : zone idéal ; 4 : effet des résistances séries ; 5 : effet Kirk.

III. 3. 3.1. Gain en courant

Un montage amplificateur à émetteur commun est en électronique l'un des trois configurations élémentaires pour l'amplification d'un transistor bipolaire. Dans ce montage l'émetteur est relié à la masse commune ou à une tension de référence, alors que la base du transistor est reliée à l'entrée et le collecteur à la charge de sortie. D'après les équations I.15 et I.27, le gain en courant est donc égal, Considérant que la base est en silicium [31] :

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{G_E}{G_B} = \frac{N_{dE} \cdot L_{PE} \cdot D_{nB} \cdot n_{iB}^2}{N_{aB} \cdot W_B \cdot D_{PE} \cdot n_{iE}^2} \quad (I.31)$$

On peut exprimer le gain de la manière suivante dans le cas d'un émetteur tout Si, avec une base en SiGe (TBH), où γ est un paramètre d'ajustement proche de l'unité [31]:

$$\beta = \frac{\gamma N_{dE} \cdot L_{PE} \cdot D_{nB}}{N_{aB} \cdot W_B \cdot D_{PE}} \exp\left(\frac{\Delta_{EG}}{k_B T}\right) \quad (I.32)$$

Cette équation permet de faire apparaître les paramètres technologiques ayant une influence au premier ordre sur le gain en courant. Ainsi, le rapport des dopages N_{dE}/N_{aB} et les épaisseurs respectives d'émetteur et de base ont une forte importance.

Ils ont toutefois une influence moindre que le terme $\exp(\Delta_{EG}/k_B T)$:

Pour un taux de germanium de 20%, le gain en courant est de l'ordre de 1900 pour un TBH SiGe par rapport au transistor tout silicium.

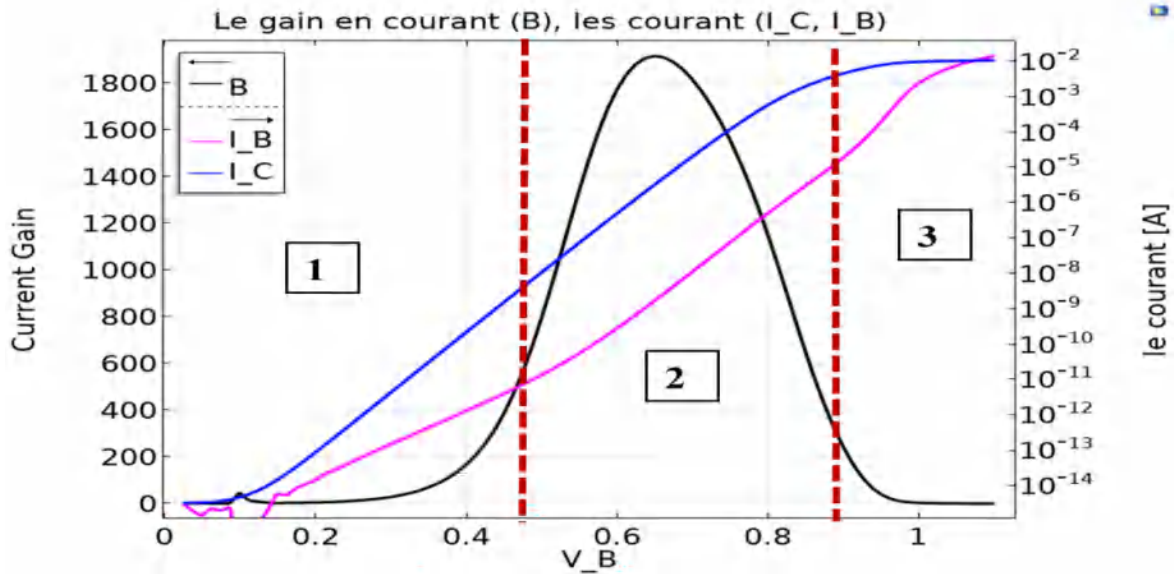


Figure I.17 Courbe de Gummel et gain associé.

Nous distinguerons trois zones principales dans la Figure (I.17) :

① Pour les faibles valeurs de V_{BE} la jonction émetteur base injecte peu de courant dans la base. Celui-ci se recombine presque intégralement dans la zone de charge espace de l'hétérojonction. Le courant injecté est presque totalement consommé. Seule une faible partie de ce courant parvient au collecteur. [32].

② Pour des valeurs de V_{BE} plus élevées, les courbes de I_B et I_C sont parallèles, indiquant un gain constant. La relation (I.32) conduit à une proportion d'électrons injectés à travers la base plus grande que la diffusion de trous.

③ Finalement, à forte densité d'injection de courant, le gain est fortement dégradé. Ceci est dû, notamment, à l'effet Kirk [33] qui correspond à une modification du champ électrique en entrée du collecteur. La concentration en électrons augmente dans le collecteur, par conséquent, la charge électrique portée par le matériau (à l'origine positive, c'est un matériau dopé n et déserté), devient de plus en plus faible jusqu'à devenir négative. Cette modification de charge dans le collecteur a pour effet de réduire le champ électrique en entrée du collecteur, les électrons étant de moins en moins efficacement happés par le champ, l'épaisseur de base est virtuellement augmentée, c'est l'effet Kirk. Également, les discontinuités de bande de conduction liées à l'hétérojonction base collecteur deviennent des barrières à la propagation des électrons, induisant d'importantes recombinaisons et une augmentation du temps de transit de base et du courant de base. Le gain est en conséquence brutalement dégradé.

III. 3. 4. Les caractéristiques dynamiques

Dans les parties précédentes, nous avons étudié le fonctionnement statique du transistor bipolaire. Or le transistor bipolaire est un composant qui présente des performances dynamiques très élevées, ce qui en fait le composant de choix pour les applications RF.

Dans cette partie, nous allons détailler les différents facteurs de mérites servant à évaluer le fonctionnement dynamique du TBH. A travers l'expression des temps de transit des porteurs et des retards dus aux différentes capacités du TBH, nous introduisons les fréquences f_T et f_{MAX} , respectivement fréquences de transition des gains en courant et en puissance.

III.3.4.1. Le temps de transit

Le temps de transit est une valeur fondamentale car il permet de décrire les caractéristiques dynamiques du transistor TBH et les effets dus aux fortes injections (effet Kirk et quasi-saturation) [34, 35]. Sont déterminées par le temps mis par les porteurs pour traverser les différentes régions qui composent le transistor.

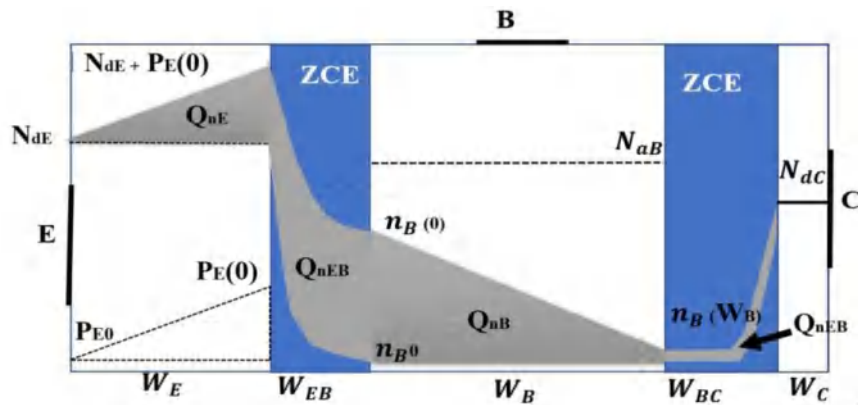


Figure I.18 Répartition des électrons en excès par rapport à régime direct. Les zones hachurées représentent les différentes composantes de Q_F .

La figure (I.18) représente les concentrations d'électrons dans le transistor en régime direct, la charge Q_F créée par les électrons en excès est représentée par les zones hachurées. Ces charges sont réparties de la manière suivante pour les électrons [36] :

$$-Q_F = Q_{nE} + Q_{nEB} + Q_{nB} + Q_{nBC} \quad (I.33)$$

$$+Q_F = Q_{pE} + Q_{pEB} + Q_{pB} + |Q_{nBC}| \quad (I.34)$$

Les électrons sont renouvelés par le courant collecteur (courant d'électrons minoritaires dans la base), alors que les trous sont renouvelés par le courant de base (courant de trous minoritaires dans l'émetteur). De ce fait, à cause du fort gain en courant du transistor, la charge $-Q_F$ (I.33) se renouvelle plus vite que $+Q_F$ (I.34).

Où (Q_{nE}, Q_{pE}) , (Q_{nEB}, Q_{pEB}) , (Q_{nB}, Q_{pB}) et Q_{nBC} sont respectivement les charges créées par les porteurs minoritaires en excès dans l'émetteur, la ZCE émetteur-base, la base neutre et la ZCE base-collecteur.

On peut exprimer le temps de transit global T_F comme le rapport entre la charge totale QF et le courant collecteur (I.35), La charge totale QF étant répartie dans les différentes régions du TBH, il est possible de la décomposer comme suit [37, 38] :

$$\tau_F = \frac{Q_F}{I_C} \quad (\text{I.35})$$

$$\tau_F = \frac{|Q_{nE}|}{I_C} + \frac{|Q_{nEB}|}{I_C} + \frac{|Q_{nB}|}{I_C} + \frac{|Q_{nBC}|}{I_C} = \tau_E + \tau_{EB} + \tau_B + \tau_{BC} \quad (\text{I.36})$$

Où τ_E , τ_{EB} , τ_B et τ_{BC} sont les retards relatifs respectivement à l'émetteur, à la jonction E/B, à la base neutre et à la jonction B/C.

III.3.4.2 Temps de transit dans l'émetteur τ_E

τ_E Est le temps de transit dans l'émetteur. Il est défini par le rapport entre la charge de trous en excès stockée dans l'émetteur et le courant de collecteur. Cette charge Q_E est identique à la charge des trous injectés dans l'émetteur, pour maintenir la neutralité de la structure. D'après la figure (I.16), on peut exprimer Q_{nE} à partir (I.27) [38, 39]:

$$\tau_E = \frac{Q_{nE}}{I_C} \quad (\text{I.37})$$

$$Q_{nE} = q \cdot A_e \cdot \int_{-W_E}^0 P_{E0} \cdot (\exp\left(\frac{qV_{BE}}{k_B T}\right) - 1) \exp\left(\frac{x}{L_{PE}}\right) dx \quad (\text{I.38})$$

En posant $P_{E0} = n_i^2 / N_{dE}$ et supposant que $V_{BE} \gg \frac{KT}{q}$, en obtient l'expression suivante :

$$Q_{nE} = q \cdot A_e \cdot \frac{W_E}{2} \cdot \frac{n_i^2}{N_{dE}} \cdot \exp\left(\frac{qV_{BE}}{k_B T}\right) \quad (\text{I.39})$$

A partir d'expression (I.15) du courant collecteur, on note de la :

$$\tau_E = \frac{N_{dB} \cdot W_E \cdot W_B}{2D_{nB} \cdot N_{dE}} \exp\left(\frac{-\Delta E_G}{k_B T}\right) \quad (\text{I.40})$$

Simplifié à partir de l'équation gain en courant (I.36), supposant que $W_E \approx L_{PE}$

$$\tau_E = \frac{L_{PE} \cdot W_E}{2 \cdot \beta \cdot D_{PE}} = \frac{W_E^2}{2 \cdot \beta \cdot D_{PE}} \quad (\text{I.41})$$

III.3.4.3. Temps de transit dans la jonction émetteur-base τ_{EB}

Le temps de transit dans la jonction émetteur-base représente le temps mis par les électrons pour traverser la ZCE de cette jonction. Ce terme peut s'exprimer comme suit [39] :

$$\tau_{EB} = \frac{Q_{nEB}}{I_C} \quad (\text{I.42})$$

La valeur de la charge Q_{nEB} présente dans la zone de charge d'espace dépend essentiellement du largeur de cette zone, de la polarisation V_{BE} appliquée aux bornes de la jonction ainsi que de la section de la jonction. Elle peut être exprimée de la façon suivante [40] :

$$Q_{nEB} = q \cdot A_e \cdot W_{EB} \cdot \exp\left(\frac{qV_{BE}}{k_B T}\right) \quad (I.43)$$

On peut alors exprimer le temps de transit dans le ZCE émetteur-base en fonction de la polarisation V_{EB} comme suit :

$$\tau_{EB} \propto \exp\left(-\frac{qV_{BE}}{k_B T}\right) \quad (I.44)$$

On remarque grâce à l'expression précédents que le temps de transit τ_{EB} chute très rapidement lorsque la tension V_{BE} augmente. Du plus, daufait de la faible épaisseur de la zone de charge d'espace émetteur-base (jonction polarisée en direct, en fonctionnement normal et fort dopage des deux régions adjacentes à la ZCE) la contribution du temps de transit de cette zone au temps de transit total peut être considérée comme négligeable. [41]

III.3.4.4. Temps de transit dans la Base τ_B

Le temps de transit dans la base neutre τ_B correspond au rapport entre la charge des porteurs minoritaires en excès stockée dans la base (ici les électrons) et le courant de collecteur I_C [38, 39]:

$$\tau_B = \frac{Q_{nB}}{I_C} \quad (I.45)$$

D'après la distribution linéaire des électrons dans la base (I.20), la charge globale Q_{nB} se déduit aisément de l'aire du triangle formé par leur concentration, soit :

$$Q_{nB} = q \cdot A_e \cdot W_B \cdot n_{B0} \cdot \exp\left(\frac{qV_{BE}}{k_B T}\right) \quad (I.46)$$

A partir d'expression (I.15) du courant collecteur, ($n_{B0} \cdot N_{aB} \approx n_{iB}^2$) on note de la :

$$\tau_B = \frac{W_B^2 \cdot n_{B0} \cdot N_{aB}}{2 \cdot D_{nB} \cdot n_{iB}^2} = \frac{W_B^2}{2 \cdot D_{nB}} \quad (I.47)$$

III.3.4.5. Temps de transit dans la jonction base-collecteur τ_{BC}

La dernière composante de τ_F es le temps de transit B/C. Son calcul est délicat, car le courant qui circule dans la jonction modifie la répartition des charges et la conformation de la zone de charge d'espace. Cette jonction étant polarisée en inverse, et le champ électrique étant très fort, on peut considérer que les porteurs sont en vitesse de saturation v_{sat} sur la majorité de la largeur de la ZCE. La densité de charges mobiles due aux électrons dans la ZCE est donc (en valeur absolue [39]) :

$$Q_e = \frac{J_C}{v_{sat}} \quad (I.48)$$

La moitié de la charge d'électrons qui n'a pas été compensée par les dopants du collecteur constitue donc la charge des électrons en excès. Cette charge vaut donc :

$$Q_{nBC} = \frac{Q_e W_{BC}}{2} \quad (I.49)$$

D'après les équations (I.48) et (I.49), on en déduit l'expression de τ_{BC} :

$$\tau_{BC} = \frac{Q_{nBC}}{J_C} = \frac{J_C \cdot W_{BC}}{2 \cdot J_C \cdot v_{sat}} = \frac{W_{BC}}{2 \cdot v_{sat}} \quad (I.50)$$

Ce composant du temps de transit a une influence croissante dans τ_F avec la réduction des épaisseurs de base. On voit que pour réduire τ_{BC} , il faut diminuer l'extension de la ZCE B/C, ce qui peut être effectué en augmentant le dopage collecteur, mais cela va diminuer les tensions d'avalanche. Là encore, un compromis est à réaliser entre un temps de transit faible et une forte tension de claquage.

III.3.5. Capacités de jonction :

Les temps de transit des porteurs dans la structure ne sont pas les seuls éléments limitant les performances du composant. Il existe également deux capacités de jonction, C_{BE} et C_{BC} , respectivement capacité de jonction émetteur/base et base/collecteur. Ces capacités de jonction sont dues aux charges stockées de chaque côté des zones déplétées, comme indiqué dans la figure (I.19) [42] :

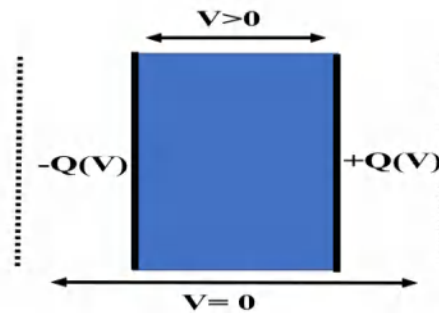


Figure I.19 Charges stockées dans une jonction en fonctionnement, deux charges opposées se font face de part et d'autre de la jonction.

La variation de la charge Stockée avec la tension V applique sur la jonction permet de définir une capacité de jonction en régime petit signal [43] :

$$C_j = \frac{dQ}{dV} \quad (I.51)$$

Dans notre cas, il y a deux jonctions, la jonction émetteur/base et base/collecteur correspondant à deux capacités dépendant des points de polarisation V_{BE} et V_{BC} .

III.3.6. La fréquence de transit f_T

On nomme fréquence de transition, f_T , la fréquence de coupure du gain du transistor. Par définition, elle correspond à la fréquence pour le gain dynamique en courant en petit signal, noté h_{21} , du composant devient égale à 1 (ou 0dB). Le gain en courant en petit signal peut être exprimé comme suit en fonction des courants en petit signaux :

$$h_{21} = \left| \frac{i_C}{i_B} \right| \quad (I.52)$$

La figure (I.20) représente l'évolution du gain en fonction de la fréquence sur un diagramme de Bode.

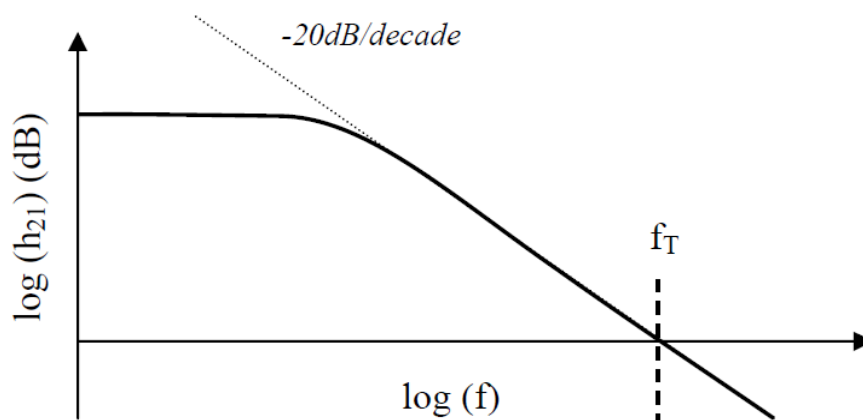


Figure I.20 Evolution du gain en courant en fonction de la fréquence [44].

La fréquence de transition atteinte, le transistor perd donc ses fonctions d'amplificateur. En pratique, il est difficile de mettre au point des circuits dont les fréquences de fonctionnement sont proches de la fréquence de coupure du transistor. Généralement les circuits fonctionnent à des fréquences de l'ordre du tiers de la valeur de f_t .

La capacité de diffusion $C_D = (\partial Q_F / \partial V_{BE})$ est représentative du retard dû au renouvellement de la charge Q_F , définie plus haut, telle que :

$$\tau_F = \frac{\partial Q_F}{\partial I_C} = \frac{\partial Q_F}{\partial V_{BE}} \cdot \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_C} \quad (I.53)$$

La transconductance g_m du dispositif être définies comme suit :

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{q I_C}{k_B T} \quad (I.54)$$

La capacité C_D peut alors s'écrire simplement en utilisant (I.53) et (I.54) :

$$C_D = \tau_F \cdot \frac{q I_C}{k_B T} \quad (I.55)$$

Pour calculer f_t , il est nécessaire d'exprimer les courants de base et collecteur en régime dynamique, pour ceci nous utiliserons le schéma électronique équivalent de la figure (I.21).

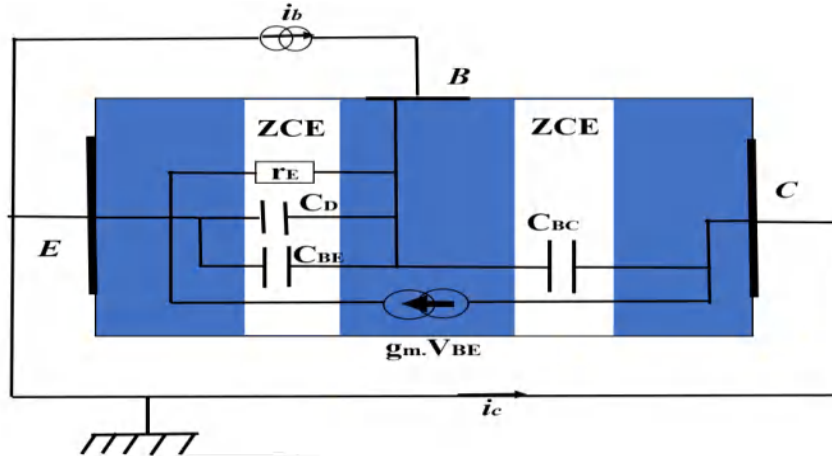


Figure I.21 Schéma équivalent petit signal d'un transistor bipolaire.

Pour une tension d'entrée V_{BE} (sinusoïdale) de pulsation ω , le courant collecteur exprime :

$$i_C = g_m \cdot V_{BE} - j\omega \cdot C_{BC} \cdot V_{BE} \quad (I.56)$$

Le courant de base, il faut considérer la capacité totale de diffusion C_D ainsi que les capacités de la jonction (C_{BC} , C_{BE}) :

$$i_B = V_{BE} \cdot \left(\frac{1}{r_E} + j\omega \cdot C_D + j\omega \cdot C_{BE} + j\omega \cdot C_{BC} \right) \quad (I.57)$$

L'expression du gain en courant (I.52), (I.56), (I.57) :

$$h_{21} = \frac{i_C}{i_B} = \frac{g_m - j\omega \cdot C_{BC}}{\frac{1}{r_E} + j\omega \cdot (C_D + C_{BE} + C_{BC})} \quad (I.58)$$

La transconductance est très importante dans nos dispositifs, la composante liée à la capacité de jonction base collecteur est considérée négligeable et le courant collecteur s'écrit alors :

$$i_C \approx g_m \cdot V_{BE} \quad (I.59)$$

Si l'on considère que le courant de base charge les différentes capacités, le terme faisant intervenir la conductance devient négligeable devant l'effet des capacités et le courant de base s'exprime :

$$i_B = V_{BE} \cdot j \cdot \omega \cdot (C_D + C_{BE} + C_{BC}) \quad (I.60)$$

L'expression h_{21} du gain en courant (I.59), (I.60) :

$$|h_{21}| = \frac{g_m}{\omega \cdot (C_D + C_{BE} + C_{BC})} \quad (I.61)$$

Si on pose $|h_{21}|=1$, $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$, l'expression de la fréquence de transition f_t [45, 46]:

$$f_T = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (\tau_F + \frac{k_B T}{q I_C}) \cdot (C_{BE} + C_{BC})} \quad (I.62)$$

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

$$f_T = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (\tau_F + C_{BC}(R_E + R_C) + \frac{k_B T}{q I_C}) \cdot (C_{BE} + C_{BC})} \quad (I.63)$$

On constate que la fréquence de transition dépend essentiellement des paramètres intrinsèques du transistor comme le temps de transit des porteurs τ_F , les éléments résistifs et capacitifs et du niveau de courant de collecteur (ou de la transconductance g_m). De plus, d'après cette expression, f_t tendra vers une maximale théorique égale à $1 / (2 \cdot \pi (\tau_F + (C_{BE} + C_{BC})))$. La courbe suivante illustre l'allure d'une courbe $f_t(I_C)$ dans le cas d'un dispositif réel et idéal :

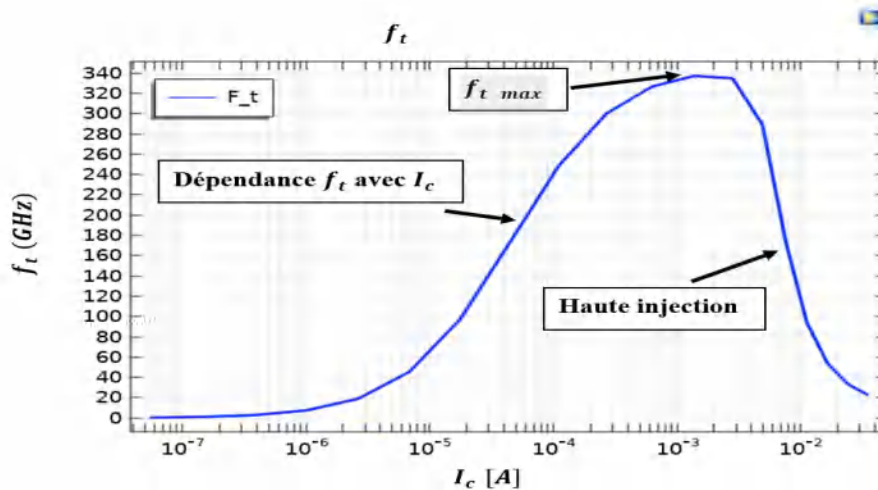


Figure I.22 Variation de la fréquence de transition f_t avec le courant collecteur.

La fréquence de transition est un paramètre pour évaluer les performances fréquentielles et le temps de transit direct d'un TBH. Néanmoins lors de l'extraction de f_t la résistance de base n'est pas prise en compte et aucun change n'est appliqué à la sortie, ce qui ne correspond pas à une utilisation classique du transistor.

III.3.7. La fréquence maximale d'oscillation f_{max}

La fréquence maximale d'oscillation, f_{max} est définie par rapport au gain en puissance et correspond à la fréquence pour laquelle ce gain est égal à l'unité. Contrairement à la fréquence de transition qui est définie de façon unique, il existe plusieurs manières de déterminer le gain en puissance. Dans cette étude nous considérerons le gain de Mason, noté U , qui est le gain en puissance du dispositif lorsqu'il n'y a pas de transmission d'énergie de la sortie vers l'entrée. Il est possible de formuler de manière approchée la fréquence maximale d'oscillation f_{max} en fonction de la fréquence de transition f_t par la relation établie dans [20, 45] :

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_t}{8 \cdot \pi \cdot R_B \cdot C_{BC}}} \quad (I.64)$$

La formulation de f_{max} fait intervenir la fréquence de transition ainsi que la capacité de la jonction Base/collecteur et la résistance de base. La détermination de la fréquence maximale est en générale plus délicate car celle-ci fait intervenir des effets intrinsèques et extrinsèques.

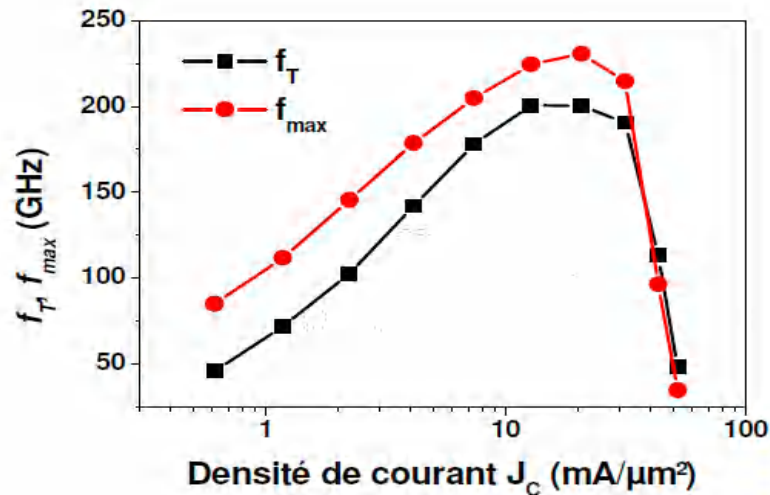


Figure 1.23: Evolution de f_T et f_{max} en fonction de la densité de courant de collecteur J_C .

IV. Intégration du TBH dans la filière BiCMOS

IV.1. Les atouts de la technologie BiCMOS

Durant ces dernières années, le développement des technologies Silicium et l'utilisation d'hétéro structures a permis de repousser les limites en fréquence et d'accroître les performances électriques et physiques des composants actifs, et notamment des Transistors Bipolaires à Hétérojonctions SiGe (TBH) qui atteignent désormais des fréquences de coupures de quelque centaines de GHz.

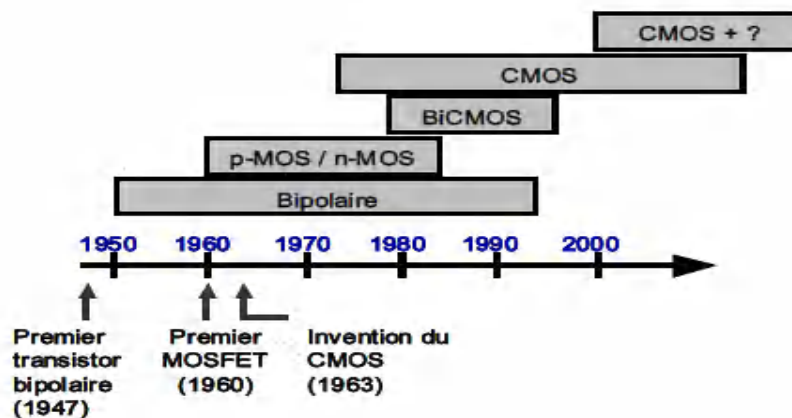


Figure 1.24 : Evolution des plates-formes silicium, d'après [46].

Le transistor bipolaire à hétérojonction présente, en effet l'intérêt d'être intégrable dans une technologie BiCMOS. Cette technologie permet de combiner les avantages du MOS et du bipolaire, et répond aux critères de rapidité et de forte densité d'intégration pour la réalisation des circuits actuels. En y intégrant des TBH susceptible de fonctionner à des fréquences très supérieurs au GHz, on peut à terme envisager d'intégrer sur silicium aussi bien des circuits de traitement de signal moyen fréquences que les circuits de réception ou d'émission RF.

Comme il vient d'être évoqué, la technologie silicium est, depuis plus de quatre décennies, au cœur des systèmes électroniques et microélectroniques et est sujette à de nombreuses innovations. Depuis 1980, la densité des dispositifs sur les puces de silicium a doublé tous les deux ans. Cette amélioration de la densité d'intégration est due à la combinaison des progrès en lithographie associés aux innovations des technologies figure (I.24). Concernant ces dernières, plusieurs directions ont été prises, donnant ainsi naissance à différentes plates-formes technologiques silicium [46].

La technologie BiCMOS SiGe est bien adaptée aux modules RF 3G des mobiles car elle offre l'opportunité d'optimiser, pour ces standards, la consommation de puissance, les performances analogiques et la sélection de la technologie. En effet, elle utilise des dispositifs actifs CMOS et bipolaires, ainsi que des composants passifs. Le niveau d'intégration n'est certes pas le plus élevé possible. Il est bien en dessous de celui atteignable par une technologie purement CMOS. Mais elle est la seule, à ce jour, à pouvoir répondre aux attentes évolutives des standards de communication. [46]

IV.2. Les TBH SiGe issu de la filière technologique BiCMOS.

Le transistor bipolaire à hétérojonction présente, en effet, l'intérêt d'être intégrable dans une technologie BiCMOS (Bipolar Complementary Oxide Semiconductor). Cette technologie, apparue depuis les années 1990, présente également l'intérêt de combiner dans un même circuit les avantages propres aux composants MOS (haute densité d'intégration et faible consommation statique) et aux composants bipolaires (rapidité et fort courant) ; ce qui explique le progrès de cette technologie depuis quelques années. Grâce également à cette technologie, des transistors bipolaires à hétérojonction ont été conçus pour fonctionner avec des fréquences de coupures supérieures à 300GHz et possédantes des applications dans les circuits de hautes fréquences.

Récemment, la technologie BiCMOS a connu une incorporation des couches enterrées et des couches épitaxiales dans le processus de fabrication d'un transistor NPN, ainsi qu'un émetteur formé principalement par une couche mono ou double poly-silicium. En effet, les performances statiques et dynamiques de ce type de transistor se sont nettement améliorées par rapport à un transistor NPN réalisé dans une technologie bipolaire (figure I.25). [47]

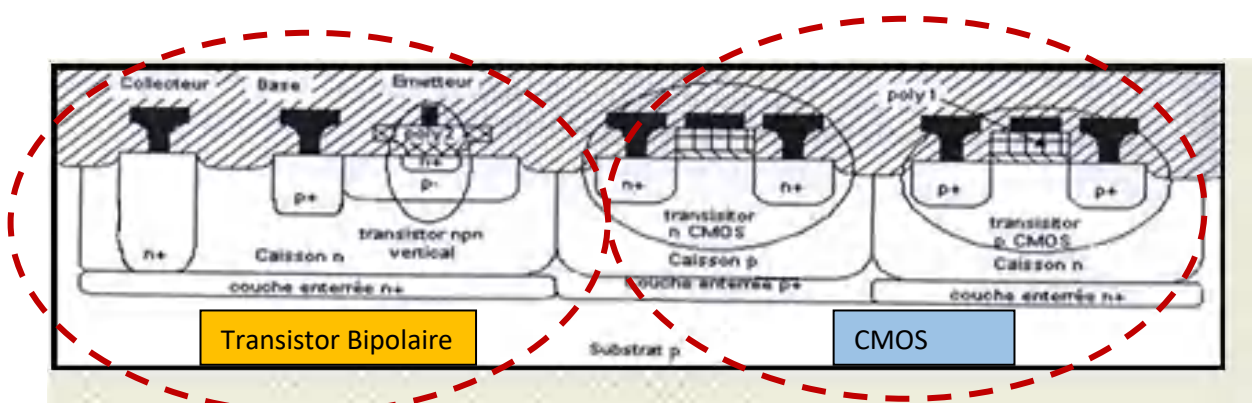


Fig. I.25. Les composants réalisés dans un procédé de fabrication BiCMOS [47].

IV.3. Evolution de la technologie BiCMOS au cours des dernières décennies

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.2 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 (figure I.26). [48].

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

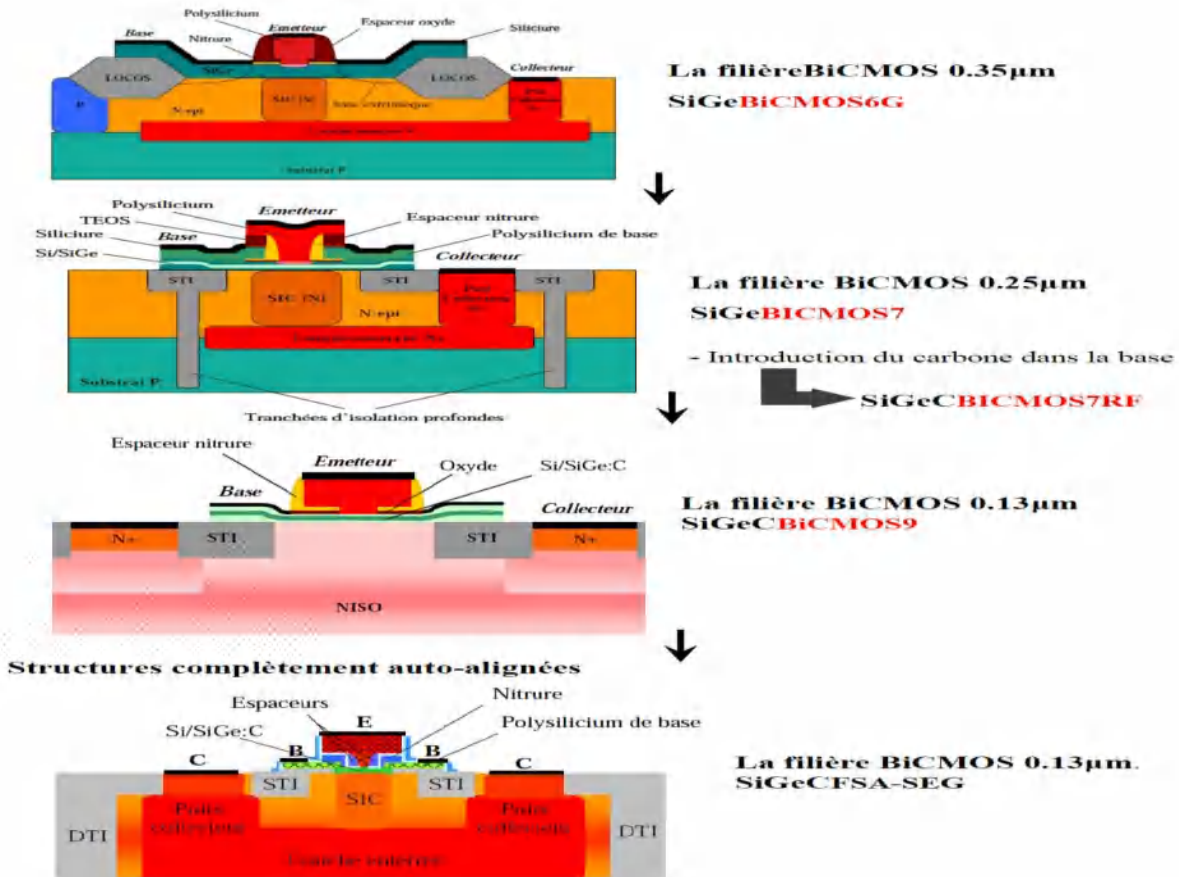


Figure I. 26. Evolution des différentes architectures SiGe BiCMOS [31, 48].

Architectures	Caractéristiques	Performances	caractéristiques technologiques	Avantages et limites
BiCMOS 0.35µm BiCMOS6G	noeud 0.35µm $W_E = 0.4µm$	$f_T = 45GHz$ $f_{max} = 60GHz$ $BV_{CEO} = 3.6V$	-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 épitaxie 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 siliciation de la base extrinsèque se fait de manière non uniforme.
SiGeBiCMOS 0.25µm BiCMOS7	noeud 0.25 µm.	$f_T = 70GHz$ $f_{max} = 90GHz$ $BV_{CEO} = 2.6V$	-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 BiCMOS7RF	noeud 0.25 µm $W_E = 0.25 µm$	$f_T = 60GHz$ $f_{max} = 120GHz$ $BV_{CEO} = 2.5V$	-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 diffusion assistés par défauts (TED).
SiGe:CBiCMOS 0.13µm BiCMOS9	noeud 0.13µm $W_E = 0.17 µm$	f_T et $f_{max} > 150GHz$ $BV_{CEO} = 1.8V$.	-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		$f_T = 205GHz$ $f_{MAX} = 275GHz$	-Architecture quasi-auto-alignée simple polysilicium - Réduction du nombre de masques - Dopage bore supérieure à la filière 0.25µm. - La base épitaxiée de façon non-sélective	
SiGe:CBiCMOS 0.13µm FSA-SEG		$f_T = 280 GHz$, $f_{max} = 300GHz$ $BV_{CEO} = 1.5V$	-Architecture auto-alignée double polysilicium - La base épitaxiée non-sélective	

Tableau I.2: Les différentes architectures de transistors bipolaires [48]

Deux grandes voies se dégagent très nettement en matière d'optimisation des TBH SiGe en portant les efforts : soit sur les dimensions pour les technologies BiCMOS : STMicroelectronics, IBM, IMEC, Freescale, IHP, Hitachi, Jazz, IHP, Siemens (actuellement Infineon), soit sur la concentration de Germanium pour les technologies purement Bipolaires, avec uniquement les compagnies Atmel (Temic) et Daimler-Chrysler [49]. En outre le tableau I.3 représente les firmes commercialisant des TBH SiGe issus de la filière BiCMOS avec les nœuds technologiques et leurs performances électriques.

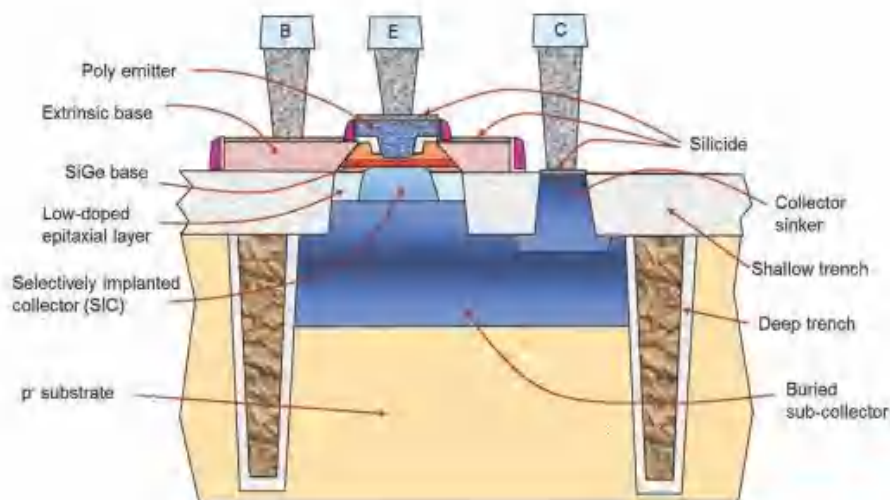


Figure I.27: Coupe transversale schématique d'un HBT SiGe à grande vitesse [50].

La Figure I.28 met en évidence l'évolution des fréquences caractéristiques en fonction de différents nœuds technologiques et pour plusieurs fabricants et instituts de recherche. Les triangles noirs représentent les couples f_T et f_{max} de chaque technologie. Le code couleur est utilisé pour identifier le fabricant. Les noms utilisés sur la figure sont les noms donnés par les fabricants à leurs technologies.

Fabricant	Technologie	CMOS	f_T NPN (GHz)	f_{max} NPN (GHz)	$B_{V_{ce}}$ (V)
IBM	5HP	0,5	47	65	3,35
IBM	5HPE	0,35	43	44	3,3
IBM	6HP	0,25	47	65	3,35
IBM	7HP	0,18	120	100	1,8
IBM	8HP	0,13	200	200	1,77
JAZZ semiconductor	SBC35	0,35	62	79	2,5
JAZZ semiconductor	SBC18	0,18	75	130	3,5
JAZZ semiconductor	SBC18HX	0,18	150	170	2,2
JAZZ semiconductor	SBC18H2	0,18	200	200	
STMicroelectronics	BiCMOS6G	0,35	45	70	3,5
STMicroelectronics	BiCMOS7	0,25	70	90	2,5
STMicroelectronics	BiCMOS7RF	0,25	60	90	3
STMicroelectronics	BiCMOS9	0,13	150	90	1,7
STMicroelectronics	BiCMOS9MW	0,13	230	280	

Tableau I.3 Firmes commercialisant des TBH SiGe issus de la filière BiCMOS avec les nœuds technologiques et les performances électriques [51].

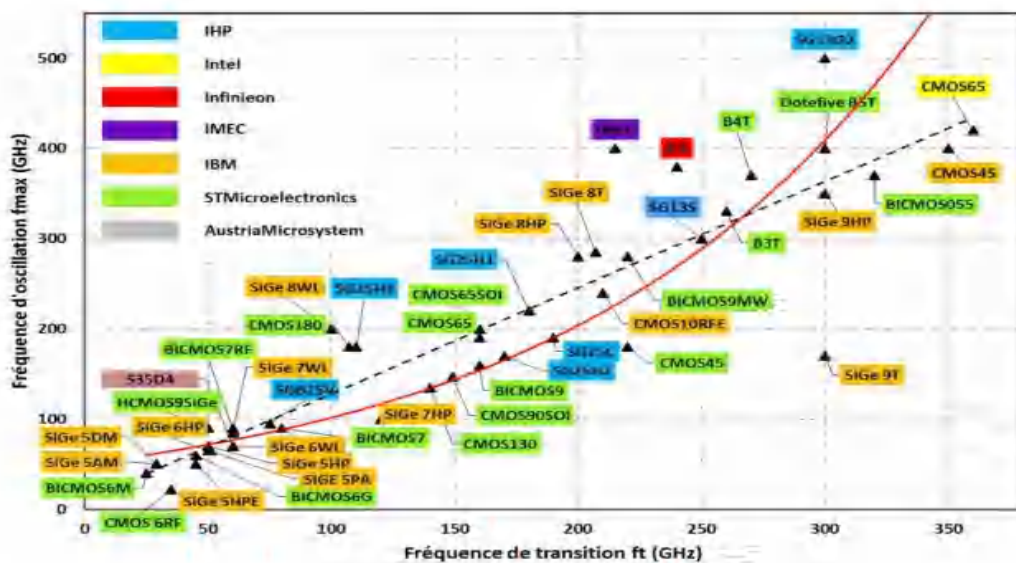


Figure I.28: Etat de l'art des performances fréquentielles f_{max} en fonction de f_T des transistors BiCMOS [15, 16].

La figure (I.29-a) illustre les différentes technologies issues de la filière BiCMOS développées par STMicroelectronics spécifiquement.

La figure (I.27-b) résume les différentes étapes de l'optimisation des performances TBH SiGe haut débit de la filière BiCMOS9MW (230/280GHz) à B3T (260/350GHz) et B4T (265/400GHz) [52].

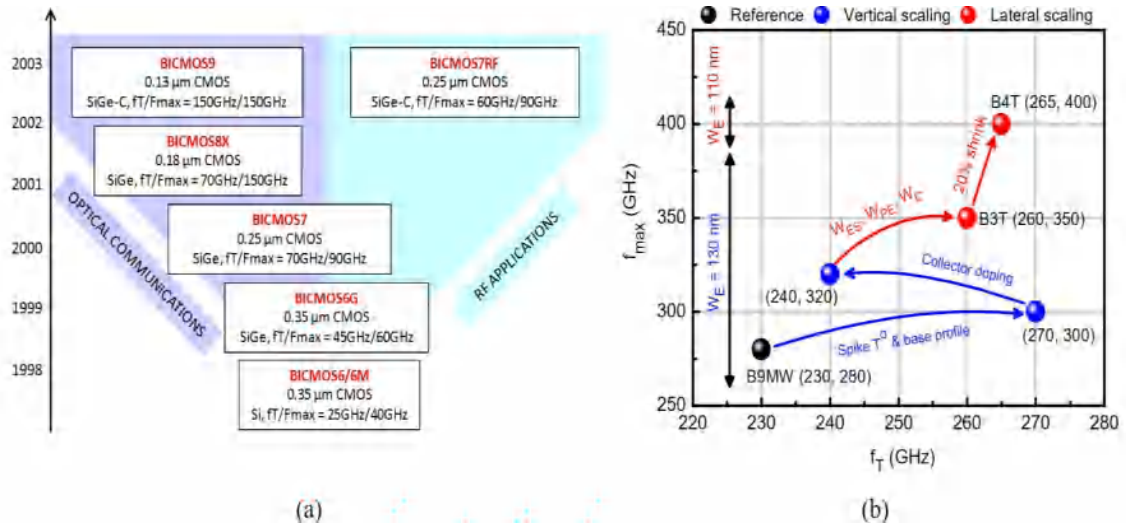


Figure 1.29: Différentes technologies de processus BiCMOS développées par ST Micro-électronics – (a) feuille de route du processus ST BiCMOS ; source [53], (b) de la technologie BiCMOS 9MW vers B3T et B4T ; la source. [52]

La feuille de route représentée sur la figure ci-dessous est définie par l’ITRS ou (*International Technology Roadmap for Semiconductors*) qui est un comité d’experts de la microélectronique qui se réunit chaque année et donne une feuille de route sur 15 ans pour l’évolution des composants et circuits intégrés et leurs performances.

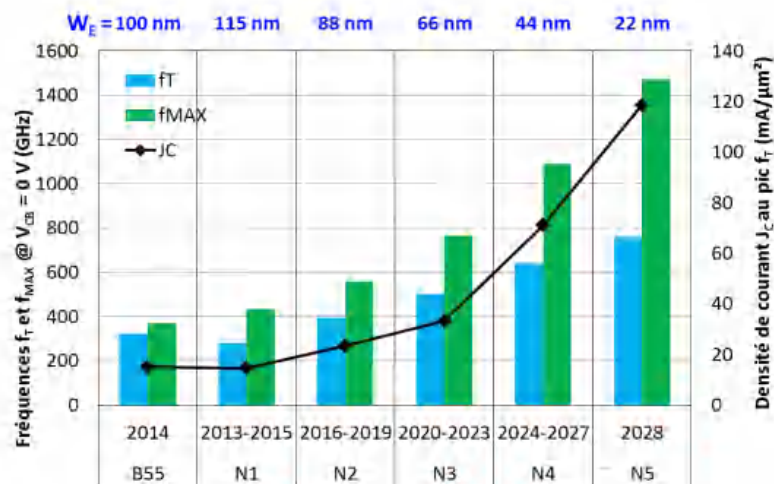


Figure. 1.30 Résultats f_T / f_{max} B55 prévisions donnés par ITRS (*International Technology Roadmap for Semiconductors*) [46].

Les prévisions de la figure (I.30) ont été obtenues par simulation, avec des profils verticaux agressifs et des règles de dessins minimisées. Cette feuille de route est dirigée par l’augmentation de la performance nécessaire pour passer d’un nœud BiCMOS à un autre,

limitée cependant par les challenges techniques d'aujourd'hui. La figure montre des améliorations théoriques impressionnantes pour les transistors bipolaires (pour atteindre f_T/f_{MAX}) de l'ordre de (700/1500 GHz), d'ici les 15 prochaines années mais toutes les solutions technologiques ne sont pas forcément connues à ce jour et de nombreux défis sont à relever.

V. Domaine et champs d'applications des TBH SiGe

Le TBH (SiGe) a été développé pour des applications comme les ASICs (*Application Specific Integrated Circuit*, Circuits intégrés pour les applications spécifiques) petits signaux, la conversion de données et surtout pour les applications radiofréquences.

Cette technologie exploite la maturité acquise dans les technologies BJT classiques tout en offrant la compatibilité avec la technologie CMOS et la possibilité d'une haute densité d'intégration.

Pour les applications radiofréquences, la technologie TBH SiGe est plus rapide que celle des BJT Si. Pour les applications d'ASICs petits signaux, elle offre outre la rapidité et le faible coût, une réduction du bruit de phase en comparaison avec la technologie standard sur Silicium et une réduction de la consommation en puissance car elle permet de réaliser des circuits à complexité plus grande en comparaison avec la technologie TBH AsGa.

Pour les applications MMICs (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*, Circuits Intégrés Monolithiques à Micro-ondes), les TBH SiGe sont exploités pour leur aptitude à intégrer plus de fonctions sur une même puce.

Au fil des décennies, les technologies SiGe BiCMOS ont joué un rôle important dans les semi-conducteurs démontrées dans de nombreuses applications à grande vitesse, y compris émetteurs-récepteurs radiofréquence (RF), convertisseurs analogique-numérique, réseaux optiques (amplificateurs, récupération de données, etc.), réseaux de télécommunications, instrumentation et automobile radar (77-79 GHz) la figure (I.31). [54].



Figure I. 31 : Applications des TBH SiGe.

Pour l'imagerie THz, il est possible de détecter des objets cachés tels que les armes à feu et les couteaux à l'intérieur de paquets, de vêtements ou de matelas [55]. Ce type de détection est de plus en plus utilisé dans les aéroports et les lieux publics en général (Figure I.32), pour des raisons de sécurité. Étant donné que le rayonnement THz concerne des photons de basse énergie (4,1 meV pour 1 THz), ce rayonnement n'est pas potentiellement dangereux pour les

tissus biologiques, ce qui autorise son utilisation dans l'imagerie biomédicale, où une carie dentaire peut être détectée grâce à l'imagerie THz.



Figure I.32 : Imagerie THz utilisée dans des applications de sécurité [56], [57].

En outre, dans le but de garantir le débit de données anticipé pour les nouvelles générations de réseaux mobiles, la transition 4G-5G devrait être modifiée puis renforcée pour la 6G (figure 33) [50].

D'après les prévisions actuelles des experts, la 6G devrait vite devenir un écosystème autonome sur la scène internationale. Ce nouveau réseau mondial devrait être doté d'une intelligence s'appuyant sur les concepts de l'intelligence artificielle et de machine Learning, et ainsi proposerait un débit accru par rapport au réseau 5G.

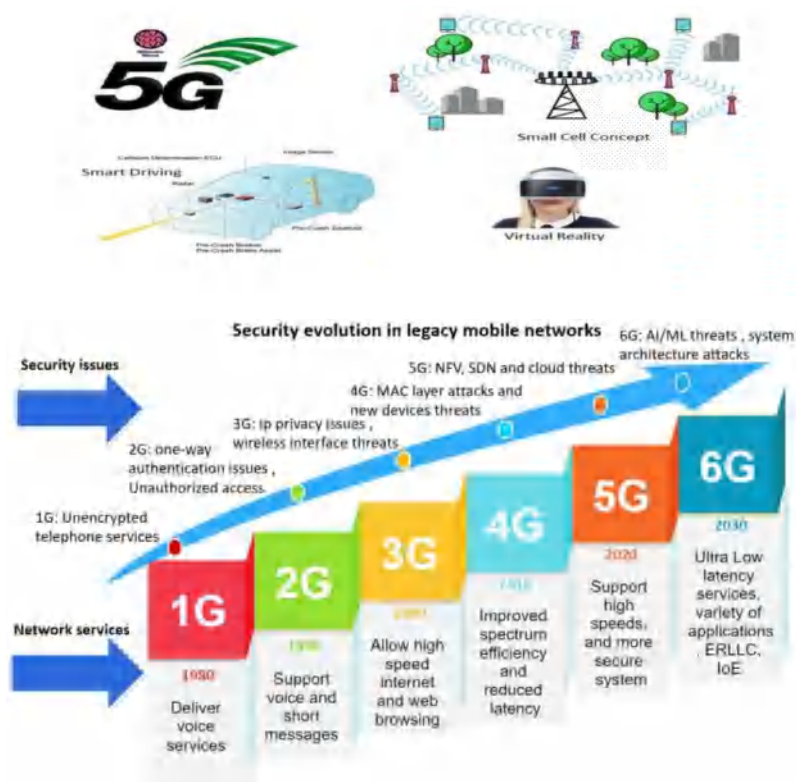


Figure I.33 Applications des réseaux mobiles 5G et 6G [50].

V.1. Systèmes de formation de faisceau en technologie intégrée CMOS/BiCMOS

Afin de pouvoir réaliser une comparaison des performances, des systèmes fonctionnant dans les bandes millimétrique et submillimétrique.

Un des premiers systèmes de formation de faisceau en technologie BiCMOS présente un récepteur dédié à des applications radar à 24 GHz qui comprend 8 éléments. Il est basé sur une architecture de déphasage au niveau de la voie LO (local oscillator), ce système présente des performances remarquables. Un gain de 61 dB est atteint avec une faible consommation de 865 mW pour une surface occupée de 12 mm² environ.

La figure (I.34) présente l'architecture et une photographie du système proposé.

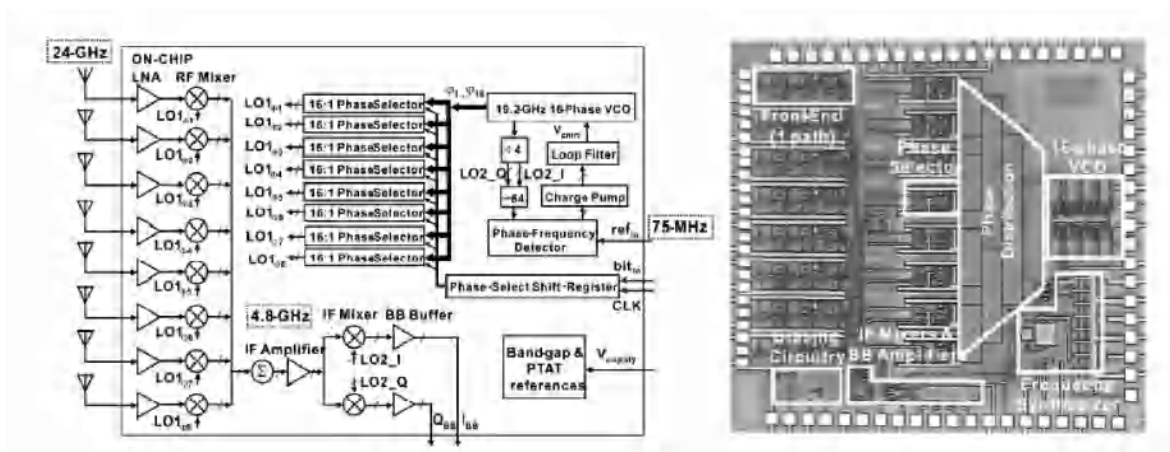


Figure I.34: Architecture et photographie du système proposé. [58]

Finalement un autre système à 60 GHz a été présenté [59]. Ce système est considéré comme le plus grand réseau d'antennes (64 éléments) en technologie BiCMOS. Avec un EIRP de 38 dBm et un gain de réseau de 20 dB, ce système consomme 8,5 W et occupe une surface de 400 mm², il ouvre la voie pour l'intégration d'un réseau ayant plus de 1000 éléments sur un même wafer.

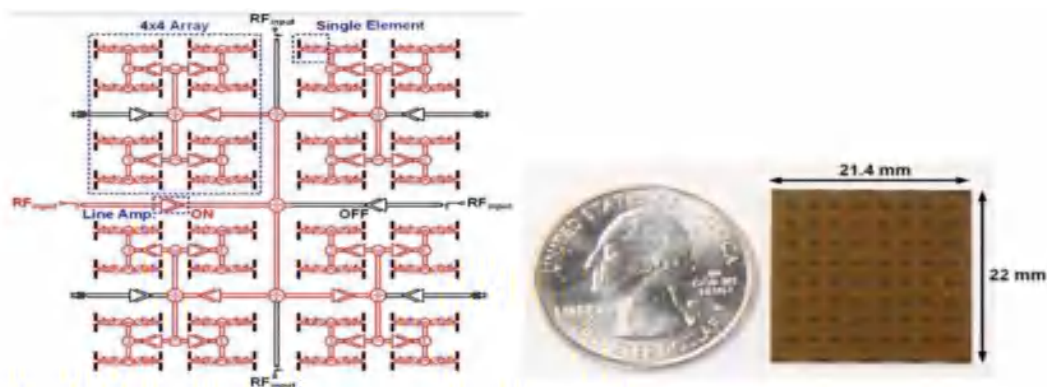


Figure I.35: Architecture et photographie du système présenté [59].

Le Tableau I.4 résume les performances des systèmes de formation de faisceau en technologie BiCMOS 0.13µm en bande millimétrique et submillimétrique présentés dans la littérature.

Ref	Techno	Freq. (GHz)	TX/RX	O/ICPI (dBm)	EIRP (dBm)	G (dB)	P _{DC} (mW)	Surf (mm ²)	Type ant/N	Type B. F ²
2012 [60]	BiCMOS 0.13μm	76-84	RX	_____	_____	20	130	5.4	-- 4	RF
2013 [61]	BiCMOS 0.13μm	220-250	TX	_____	_____	24	580	4	-- 4	RF
2013 [62]	BiCMOS 0.13μm	77-81	RX	_____	_____	22.5	1200	32	M.S 16	RF
2015 [59]	BiCMOS 0.13μm	60	TX	2/-18	38	20	8500	400	Dipôle 64	RF

Tableau I.4 : Etat de l'art des systèmes de formation de faisceau en technologie BiCMOS 0.13μm en bandes millimétrique et submillimétrique.

VI. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de mettre en évidence les limitations intrinsèques du transistor bipolaire à homojonction et situer le contexte des hétérojonctions et leurs intérêts stratégiques pour l'industrie des semi-conducteurs. L'impact de la présence du germanium dans la base sur les performances électriques du transistor bipolaire a fait l'objet de cette étude ainsi que l'intégration technologique nécessaire au développement du TBH SiGe/Si.

A travers ce chapitre, nous avons présenté, dans un premier temps, une description générale du transistor bipolaire à Hétérojonction, et les limites intrinsèques du transistor bipolaire classique de celui-ci qui nous ont permis de passer vers l'hétérojonction. Dans ce cadre, nous avons abordé des notions de base qui permettent de mieux connaître l'alliage SiGe, ainsi que l'intérêt de leurs utilisations dans la base des transistors bipolaires.

Néanmoins, nous avons présenté dans un autre volet les nouvelles générations de TBH SiGe intégrés dans une technologie BiCMOS. Entre autres, les potentialités de ces composants ont été énumérées pour réaliser différentes applications. Les transistors bipolaires à hétérojonction s'avèrent être d'excellents candidats à une utilisation accrue dans le domaine des radiocommunications, voir hyperfréquences.

Références

1. S, Fregonese. « Caractérisation et modélisation des transistors avancés et émergents pour la conception de circuit », Thèse de doctorat Université Bordeaux, pp.1- 130, 2019.
2. H, KROEMER. Theory of a wide-gap emitter for transistors. *Proceedings of the IRE*, 1957, vol. 45, pp. 1535-1537.
3. J. Bouvier, « Etude des épitaxies sélectives des alliages SiGe (C) pour électrode de base des transistors bipolaires performants », *Thèse de doctorat Université Joseph-Fourier - Grenoble I*, pp. 1-225, 2010.
4. G, Fournet. Étude de la loi de Vegard. *J. phys. radium*, 1953, vol. 14, no 6, p. 374-380.
5. L, Vegard. "Die Konstitution der Mischkristalle und die Raumfüllung der Atome," *Zeitschrift für Physik a Hadrons and Nuclei*, Vol. 5, 1921, pp. 17-26.
6. S, Richard S. « 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*, pp. 1-225 ; 2004.
7. D.V. Lang, R. People, J.C. Bean, A. Sergent, « Measurement of the band gap of $\text{Ge}_x\text{Si}_{1-x}/\text{Si}$ strained-layer heterostructures », *Applied Physics Letter* 47(12), Page(s): 1333 - 1335, December 1985.
8. V. E. Houtsma, Gate oxide reliability of Poly-Si and poly-SiGe CMOS devices, Vol. 74, No. 2, pp. 230-231; 1948.
9. R, People. « Indirect band gap of coherently strained $\text{Ge}_x\text{Si}_{1-x}$ bulk alloys on $\langle 001 \rangle$ silicon substrates », *Physical Review B* 32(2), pp. 1405 – 1408, 1985.
10. M. LAKHDARA, « Etude de composants semi-conducteurs réalisés en technologie CMOS dédiés à la radio fréquence ». *Thèse de Doctorat sciences Université Mentouri Constantine 1* ; pp. 1-226, 2009.
11. R. People, Physics and applications of $\text{Ge}_x\text{Si}_{1-x}/\text{Si}$ strained-layer heterostructures. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 22(9), 1696-1710; 1986.
12. B, GEYNET. « Développement et étude de transistors bipolaires à hétérojonctions Si/Si/Ge : C pour les technologies BiCMOS millimétriques ». *Thèse de doctorat. Lille 1*, pp, 248, Décembre 2008.
13. J.D. CRESSLER, J. WARNOCK, D.L. HARAME, et al. A high-speed complementary Silicon bipolar technology with 12 fJ power-delay product. *IEEE Electron Device Letters*, vol. 14, n° 11, pp. 523-526, 1993.
14. T. Rosenbaum, « Performance prediction of a future silicon-germanium heterojunction bipolar transistor technology using a heterogeneous set of simulation tools and approaches », *Thèse de Doctorat Université Bordeaux*; pp. 1-260; Avril 2017.
15. A. K. SAHOO, "Electro-thermal Characterizations, Compact Modeling and TCAD based nanometric CMOS FET Device Simulations of advanced SiGe:C BiCMOS HBTs and of nanometric CMOS FET", *Thèse de Doctorat, Université de BORDEAUX I*, pp, 1_214, 13 Juillet 2012.
16. A, SERHAN. « Conception et réalisation de fonctions millimétriques en technologie BiCMOS 55nm », *Thèse de doctorat. Université Grenoble Alpes*, pp. 1_181 ; 28 Septembre 2015.

17. B. Choucoutou, L. V. Phung, P. Brosselard, M. Mermet-Guyennet, D. & Planson, *et al.* « Étude en simulation et conception d'un transistor bipolaire (BJT) 10 kV en 4H-SiC ». In : *Symposium de Génie Electrique (SGE'16)*. 2016.
18. A. Bossuet, « Intégration sur silicium de solutions complète de caractérisation en puissance de transistor HBT en technologie BiCMOS 55nm à des fréquences au-delà de 130Ghz », *Thèse de Doctorat université Lille* ; pp 178, 2017.
19. Jouan, S. « Développement et caractérisation de transistors bipolaires à hétérojonctions Si/SiGe pour les circuits radiofréquences », *Thèse de doctorat, Université de Grenoble I – Joseph Fourier*, 2001.
20. H. Baudry, « Développement et étude de transistors bipolaires hautes performances à base silicium-germanium », *Thèse de doctorat, Université de Grenoble I – Joseph Fourier*, 2001.
21. HU, Chenming. *Modern semiconductor devices for integrated circuits*. Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall, 2010.
22. D. Prele, « Instrumentation cryogénique bas bruit et large bande en technologie SiGe, *Thèse de doctorat*, Université Pierre et Marie Curie-Paris VI, pp.1-203 ; 2006.
23. H. Kroemer, "Two integral realations pertaining to the electron transport through a bipolar transistor with a non-uniform energy gap in the base region", *Solid-state Electronic*, vol. 28, no 11, p. 1101-1103, 1985.
24. P. Ashburn, *Design and realization of bipolar transistors*. Vol. 3. Wiley, 1988.
25. J. D. Chatelain, « Dispositifs à semiconducteur » (Vol. 7). *PPUR Presses polytechniques*, 1986.
26. H. J. Barnaby, R. D. Schrimpf, K. F. Galloway, X. Li, J. Yang and C. Liu, "Displacement Damage in Bipolar Junction Transistors: Beyond Messenger-Spratt," *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 64, no. 1, pp. 149-155, Jan. 2016.
27. L. Li *et al.*, "Current Gain Degradation Model of Displacement Damage for Drift BJTs," *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 66, no. 4, pp. 716-723, April 2019
doi: 10.1109/TNS.2019.2905866.
28. S. Selberherr, "Analytical investigations about the basic semiconductor equations," *Analysis and Simulation of Semiconductor Devices*, Vienna, Austria: Springer, pp. 127–148. 1984.
doi: 10.1007/978-3-7091-8752- 4_5.
29. P. Ashburn, "Design and Realization of Bipolar Transistors" *John Wiley and Sons*, 1988.
30. G. Avenier, « Développement et étude de transistors bipolaires à hétérojonctions Si/SiGe verticaux sur substrats SOI minces », *Thèse de Doctorat Bordeaux I*.pp. 1_179 ;2006.
31. A. Quiroga, "Investigation and development of advanced Si/SiGe and Si/SiGeC Heterojunction Bipolar Transistors by means of Technology Modeling" these de Doctorat, Université Paris Sud-Paris XI, (2013).
32. M. Kahn, "Transistor Bipolaire à Hétérojonction GaInAs/InP pour circuits ultra-rapides : structure, fabrication et caractérisation", *Thèse de doctorat Université Paris XI*, pp1-259, juin2004.
33. C.T. Kirk, "A theory of transistor cutoff frequency (Ft) falloff at high current densities ", *Institute of Radio Engineers Trans. Elec. Device*, ED 9 (March), p.164 -174, 1962.
34. D. B. M. Klaassen, «A Unified Mobility Model for Device Simulation - I. Model Equations and Concentration Dependence», *Solid-State Electronics* 35(7), juillet 1992, pp. 953–959.
35. D. BERGER, « Etude et validation d'un Modèle de Transistor Bipolaire dédiée aux Application Haute Fréquences ». *Thèse présentée à l'Université Bordeaux I*, 2004.

36. V. T. Vu, Recherche et évaluation d'une nouvelle architecture de transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe pour la prochaine génération de technologie BiCMOS, *Thèse de Doctoral dissertation, Bordeaux*, 2016.
37. J. C. Cardona, Dispositius electrònics per comunicacions. *Bulletí de les Societats Catalanes de Física, Química, Matemàtiques i Tecnologia*, p.103-126 ; 1994.
38. H. Ghodsi, H. & Kaatuzian, "Analysis and design of a SiGe-HBT based terahertz detector for imaging arrays applications". *Microelectronics Journal*, 90, 156-162, 2019.
39. S. K. Mandal, G. K. Marskole, K. S. Chari and C. K. Maiti, "Transit time components of a SiGe-HBT at low temperature," *2004 24th International Conference on Microelectronics (IEEE Cat. No.04TH8716)*, 2004, pp. 315-318 vol.1, doi: 10.1109/ICMEL.2004.1314626.
40. D.J. Roulston, " *Bipolar semiconductor devices* ", McGraw Hill college, 1990.
41. P. Agarwal, G. A. M. Hurkx, J. G. T. M. Donkers et J. W. Slotboom, « On the Delay Times in Vertically Scaled SiGe HBTs », *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, 2005, pp. 264-267.
42. R. A. Bianchi, « Techniques de conception des circuits intégrés analogiques pour des applications en haute température, en technologie sur substrat de silicium ». Thèse de doctorat l'Institut National Polytechnique de Grenoble 1999.
43. A. BENNOUR, « Modèle de phototransistor SiGe/Si haute-fréquences : effet de distribution spatiale bi-dimensionnelle ». *Revue Méditerranéenne des Télécommunications*, vol. 7, no 1 ; 2017.
44. M. Al-Sa'di, S. Fregonese, C. Maneux, T. & Zimmer, "TCAD modeling of NPN-Si-BJT electrical performance improvement through SiGe extrinsic stress layer". *Materials science in semiconductor processing*, 13(5-6), 344-348.2010.
45. W. Liu, Handbook of III-V heterojunction bipolar transistors. *Wiley-Interscience*; 1998.
46. É. CANDERLE, « Etude et développement de transistors bipolaires Si /SiGe : C rapide dans un nœud BICMOS55nm », *Thèse de doctorat, université de Lille*, Décembre 2014.
47. N. Demirel, « Co design d'un bloc PA Antenne en technologie silicium pour application radar 80GHz », *Thèse de Doctorat, Université de BORDEAUX I*, pp_15, 2010.
48. M. BOUHOUCHE, « Contribution à l'étude du transistor bipolaire à hétérojonction TBH Pour les applications hautes fréquences », *Thèse de Doctorat, Université de Constantine*, pp.04-05, Décembre 2012.
49. J. L. Polleux, « Contribution à l'étude et à la modélisation de phototransistors bipolaires à hétérojonction SiGe/Si pour les applications opto-microondes » ; Thèse de doctorat, Paris, (2001).
50. V. Gidel, « Contribution à la modélisation RF de diode Schottky intégrée en Technologie BiCMOS 55 nm et visant des applications sub-THz », *Thèse de Doctorat, Université Côte d'Azur*, 30 Mar 2020.
51. M. Grégory, « Intégration en technologie BiCMOS et caractérisation d'un convertisseur de fréquence de réception pour un radar automobile en bande W assurant des communications inter-véhicules », *Thèse de Doctorat, Université de Toulouse* ; 2013.
52. A. Chantre, P. Chevalier, T. Lacave, G. Avenier, M. Buczko, Y. Campidelli, L. Depoyan, L. Berthier, and C. Gacquièr, "Pushing conventional SiGe HBT technology towards Dotfive terahertz," in *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), European*, pp. 21–24, 2010.
53. "STMicroelectronics Deep Sub-Micron Processes 0.18μ, 0.12μ, 90nm CMOS," 13-Jan-2006.
54. J. H. Choi, "High-Speed Devices and Circuits with THz applications", CRC Press, 2017.

55. P. Y. Chiang, Z. Wang, O. Momeni, and P. Heydari, "14.7 A 300GHz frequency synthesizer with 7.9% locking range in 90nm SiGe BiCMOS," in *2014 IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC)*, pp. 260–261, 2014.
56. Y. Tousi and E. Afshari, "A scalable THz 2D phased array with +17dBm of EIRP at 338GHz in 65nm bulk CMOS," in *2014 IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC)*, pp. 258–259, 2014.
57. J. Grzyb, Y. Zhao, and U. R. Pfeiffer, "A 288-GHz Lens-Integrated Balanced Triple-Push Source in a 65-nm CMOS Technology," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 7, pp. 1751–1761, 2013.
58. K. Katayama, K. Takano, S. Amakawa, S. Hara, A. Kasamatsu, K. Mizuno, K. Takahashi, T. Yoshida, and M. Fujishima, "A 300GHz 40nm CMOS transmitter with 32-QAM 17.5Gb/s/ch capability over 6 channels," in *2016 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, pp. 342–343; 2016.
59. A. Tang and M. C. F. Chang, "A 294 GHz 0.47mW caterpillar amplifier based transmitter in 65nm CMOS for THz data-links," *2013 IEEE 13th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, pp. 27–29, 2013.
60. Y. Yang, O. Gurbuz, and G. M. Rebeiz, "An 8-element 400 GHz phased-array in 45 nm CMOS SOI," in *Microwave Symposium (IMS), 2015 IEEE MTT-S International*, pp. 1–3, 2015.
61. M. Adnan and E. Afshari, "Efficient Microwave and Millimeter-Wave Frequency Multipliers Using Nonlinear Transmission Lines in CMOS Technology," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, no. 9, pp. 2889–2896, 2015.
62. R. G. Pierce, A. J. Blanchard, and R. M. Henderson, "Broadband Planar Modified Aperture Bowtie Antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1432–1435, 2013.



CHAPITRE II

SIMULATION DE L'AUTO ÉCHAUFFEMENT
D'UN TBH SIGE SOUS LE LOGICIEL COMSOL MULTIPHYSICS

I. Introduction

Historiquement, il y a plusieurs raisons qui font que les techniques de simulations sont de plus en plus utilisées en micro-électronique. En premier lieu vient le fait que la complexité des technologies actuelles des semi-conducteurs rendant très approximatives, voire caduques, les solutions de conceptions basées sur des modèles analytiques classiques.

Cette complexité se traduit par des dimensions de zones actives de plus en plus réduites et une interaction de plus en plus grande entre celles-ci. Par ailleurs, baser le développement d'un nouveau semi-conducteur sur une approche expérimentale est aujourd'hui totalement impensable au regard du coût et du temps nécessaire. C'est pour cela qu'aujourd'hui les logiciels de simulations deviennent très utiles et remplacent une expérience difficile et coûteuse.

Ce chapitre va préparer la simulation de dispositifs purement électriques. Dans la première partie, nous présentons d'abord le transfert de la chaleur et les limitations liées aux problèmes thermiques entre autre, l'effet de la température sur les composants électroniques, par la suite, une description physique sera mise en évidence, du phénomène d'auto échauffement ou du (*Self Heating*) dans le TBH SiGe, ainsi que les limitations thermiques engendrées par celui ci.

Cependant, dans la deuxième partie, nous allons présenter le logiciel COMSOL multiphysics utilisé lors la simulation ; cette partie fera allusion aux équations misent en jeux par le logiciel COMSOL lors de la simulation du composant.

Le modèle utilisé est DDM (Modèle Dérive – Diffusion) dédiés aux semi- conducteurs et aux hétérojonctions. Nous avons utilisé en parallèle le module (HTS) Heat Transfer in Solids intégrant l'équation de la chaleur, afin de coupler les deux interfaces de COMSOL (semi- conducteur et HTS). Ceci est toujours dans l'optique de présenter une méthodologie de simulation de l'auto échauffement du TBH SiGe issu de la filière BiCMOS0.13 μ m.

La dernière partie de ce chapitre, est consacrée à la simulation électrique du TBH afin de voir l'impact de l'influence du pourcentage de germanium sur l'auto échauffement du transistor ; nous avons simulé les caractéristiques statiques et dynamiques du TBH Si_{1-x}Ge_x en faisant varier de pourcentage du germanium, des pourcentages $x = (10\%, 20\%, 30\%)$ avec et sans auto échauffement. Nous avons analysé la distribution de la chaleur sur toute la surface du composant.

II. Définition et modes de Transfert de chaleur

La thermodynamique nous apprend que l'énergie peut être transférée à partir d'interactions entre le système et son environnement, sous forme de chaleur et de travail. Cependant, la thermodynamique ne se préoccupe que de l'état initial et de l'état final du système à l'équilibre, et ne fournit aucune information sur la nature des interactions mises en jeu et sur l'évolution temporelle du système entre les deux états d'équilibre. [1, 2, 3]

Un transfert de chaleur au sein d'un système ne se produit que s'il existe des gradients de température entre les différentes parties du système, ce qui implique que celui-ci n'est alors pas à l'équilibre thermodynamique (la température n'est pas uniforme dans tout le système). Au cours de la transformation du système vers un état d'équilibre final, la température va évoluer à la fois en temps et en espace. Le but de l'analyse des transferts de chaleur est d'identifier quels sont les modes de transfert mis en jeu au cours de la transformation et de déterminer quantitativement comment varie la température en chaque point du système au cours du temps.

Les trois modes de transfert de chaleur sont

a) Transfert de chaleur par convection

La convection est un mode de transfert de chaleur qui met en jeu, en plus de la conduction, le mouvement macroscopique de la matière. Ce phénomène se produit au sein des milieux fluides en écoulement ou entre une paroi solide et un fluide en mouvement. On distingue deux types de convection :

Convection naturelle : les mouvements sont dus aux variations de masse volumique dans un fluide soumis au champ de pesanteur. Les variations de masse volumique peuvent être générées par des gradients de température (l'air chaud est plus léger que l'air froid) et/ou par des gradients de composition.

Convection forcée : le mouvement du fluide est provoqué par des actions mécaniques extérieures (pompe, ventilateur...).

b) Transfert de chaleur par rayonnement

Tout corps matériel émet et absorbe de l'énergie sous forme de rayonnement électromagnétique. Le transfert de chaleur par rayonnement entre deux corps séparés par du vide ou un milieu semi transparent se produit par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques, donc sans support matériel.

c) Transfert de chaleur par conduction dans les solides

Le processus de transfert de chaleur par conduction s'appuie sur un milieu matériel sans mouvement de matière et est dû à des phénomènes physiques microscopiques (agitation des atomes ou des molécules, flux d'électrons libres...). Il peut être vu comme un transfert d'énergie des particules les plus énergétiques (les particules chaudes qui ont une énergie de vibration élevée) vers les particules les moins énergétiques (les particules froides d'énergie de vibration moins élevée), dû aux collisions entre particules. Dans les solides, le transfert d'énergie peut également se produire sous l'effet du déplacement d'électrons libres dans le réseau cristallin (par exemple pour les métaux). Ainsi les bons conducteurs d'électricité sont en général également de bons conducteurs de la chaleur.

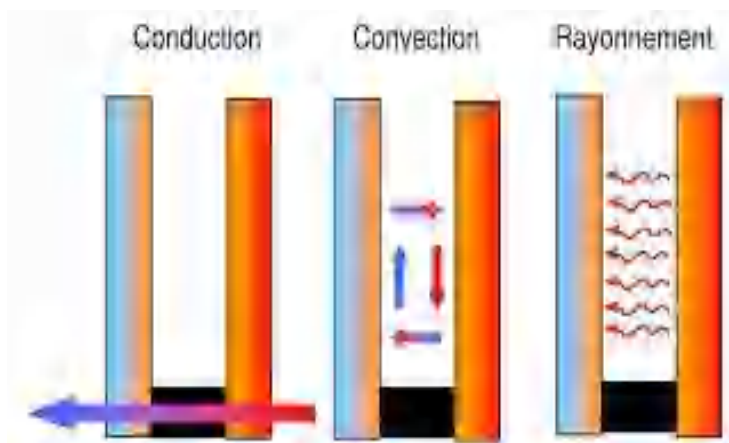


Figure II. 1 : Représentation schématique de transfert de la chaleur par convection rayonnement et conduction.

II.1. L'effet de la température sur les composants électroniques

L'augmentation de la fréquence de fonctionnement et le développement en miniaturisation a engendré plusieurs problèmes dus à l'augmentation considérable du flux de chaleur généré dans les composants électroniques.

Si la chaleur n'est pas dissipée en temps voulu, la température de jonction sera supérieure à la température de fonctionnement maximale mentionnée par le constructeur, le contrôle thermique devient donc de plus en plus immédiat et important.

En effet, l'élévation de température, ou échauffement, d'un composant peut modifier sensiblement son comportement ou ses performances. Il est donc important de refroidir suivant le cas, certains appareils (par exemple, un régulateur ou un processeur).

L'élévation interne de la température se manifeste par [4] :

- ☉ La variation des performances électriques : la température peut être une valeur limite au-delà de laquelle le fonctionnement n'est pas garanti. La dérive des paramètres provoque une diminution des performances pouvant aller plus ou moins brutalement jusqu'à la défaillance.

- ☉ Le boîtier « packaging » qui est soumis à des gradients de température très importantes. Il existe des températures critiques pour lesquelles se produisent des changements d'état de structures même de boîtiers.

- ☉ Les cycles thermiques ou le fonctionnement en mode impulsionnel, auxquels sont soumis les matériaux ayant des coefficients de dilatation différents, induisent des forces très importantes, peuvent conduire à une rupture instantanée ou créer une fatigue qui provoque une rupture à plus ou moins long terme exemples de soudures en modules électroniques.

La température est en général l'ennemi de l'électronique. La température des composants dépendra directement de la chaleur dissipée, du rendement voulu et du choix du bon boîtier. [5].

II.2. Description physique du phénomène de l'auto-échauffement dans les transistors :

Le transfert par conduction est prédominant dans les composants électroniques. Néanmoins dans les TBH, la puissance est générée principalement dans les couches semi-conductrices du collecteur ; c'est pourquoi la génération de la chaleur se fait principalement au niveau de la jonction base-collecteur car une forte tension base/collecteur y est présente, de même qu'un fort courant de collecteur pour des performances à l'état de l'art des différentes réalisations. Ainsi, l'évacuation de la chaleur dans les structures de couches avec la prise en compte de son environnement (figure II.2).

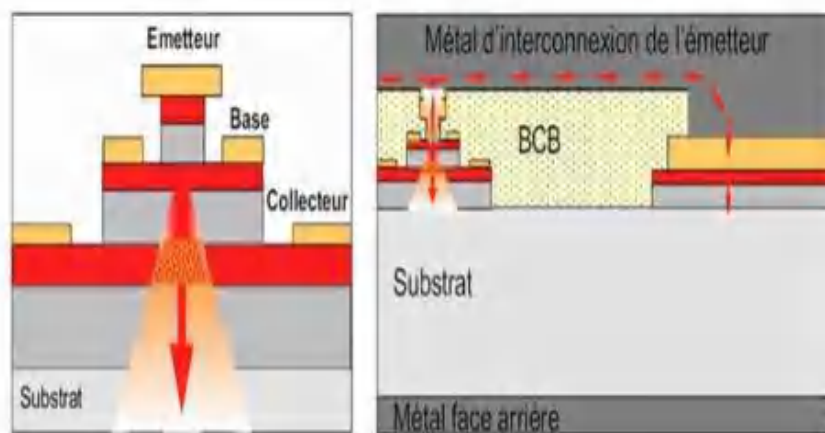


Figure II. 2 : Représentation schématique de l'évacuation de la chaleur dans un TBH intrinsèque (à gauche) et avec prise en compte de son environnement. [4].

Les effets thermiques doivent être étudiés et modélisés pour permettre une évaluation des températures de jonction et améliorer la fiabilité des dispositifs grâce à la détermination de la résistance thermique.

Dans les TBHs, des études sont menés pour analyser les effets thermiques ont été étudiés aussi bien théoriquement qu'expérimentalement.

Cette élévation de température dans le composant est à l'origine de plusieurs phénomènes limitatifs tel que ;

↳ La réduction significative du gain en courant et de la fréquence de transition, en fonctionnement forte puissance. En effet, dans ces conditions de fonctionnement, à forte température de jonction émetteur base, l'efficacité d'injection d'émetteur est réduite et par conséquent le gain en courant diminue.

↳ De même, aux températures élevées, la mobilité des électrons diminue, ce qui augmente le temps de transit des porteurs dans la base et dans la zone désertée de la jonction base-collecteur, il en suit une réduction de la fréquence de transition.

II.3. Les limitations thermiques du TBH SiGe

L'instabilité thermique est un phénomène propre aux transistors bipolaires. Le fait de travailler à des densités de puissance élevées conduit à la génération de chaleur, ce qui limite les performances des transistors. [6]

L'auto-échauffement ou le « *Self Heating* » se produit dans tout composant semi-conducteur lorsqu'il est soumis à une contrainte électrique figure II.3. En effet, une augmentation de température réduit la mobilité des porteurs et modifie la largeur de bande interdite du semi-conducteur, rendant le courant de sortie du transistor thermiquement dépendant. De plus, la dépendance à la température de la tension de conduction de la diode peut entraîner un emballement thermique.

Les effets d'auto-échauffement conduisent à des phénomènes d'emballement thermique. En effet, pour un fonctionnement à des valeurs extrêmes de tension et de courant, le mécanisme de rétroaction thermoélectrique peut resserrer le courant au point chaud, localisés et conduit par la suite à un second claquage (ou emballement thermique). Ce phénomène mène à la destruction du composant. En outre, il produit une diminution du gain en courant et devient brutale lorsque l'on atteint la zone dite d'emballement thermique. La prise en compte de ce phénomène pour les TBH SiGe est devenue indispensable dû à l'utilisation de ce dernier dans des applications à haute densité de puissance. [7]

Dans un transistor bipolaire, les courants qui traversent les jonctions sont contrôlés par les tensions base-émetteur et base-collecteur suivant une loi exponentielle du type :

$$I_{\text{sat}} \exp(qV/KT) \quad (\text{II-1})$$

Où : V est la tension appliquée aux bornes de la jonction

I_{sat} : le courant de saturation de cette jonction. Le terme exponentiel, de même que les courants de saturation des jonctions dépendent de la température.

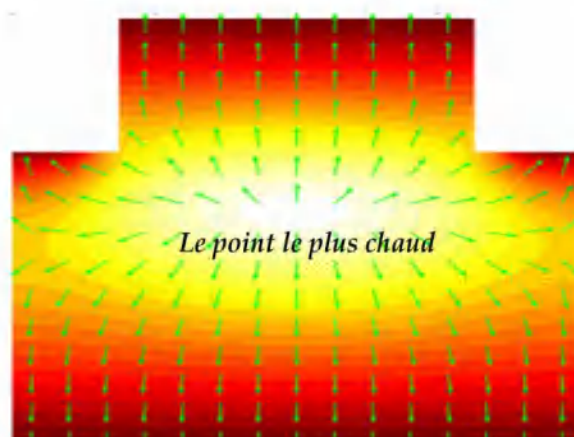


Figure II. 3 : Représentation de l'effet de l'auto échauffement dans un transistor bipolaire.

Ceci peut conduire à la formation de points chauds localisés sur la surface active des dispositifs.

Des études ont montrés [8] que lorsqu'une légère inhomogénéité de température apparaissait à un endroit proche de la jonction émetteur-base, elle provoquait une forte concentration de courant localisée, pouvant induire une instabilité thermique latérale, à l'endroit où la température locale croît de façon exponentielle avec le temps, entraînant un emballement thermique ou « second claquage ».

Cet effet est de plus accentué par le fait que la densité de courant n'est jamais réellement uniforme à la surface de l'émetteur. Aux fortes densités de puissance, une distribution non uniforme de la chaleur à l'intérieur de la structure va également affecter la distribution de la densité de courant dans l'émetteur et perturber ainsi fortement le fonctionnement normal du transistor par la dégradation de ses performances statiques et dynamiques.

II.4. Réduction de l'auto-échauffement par des variantes technologiques

L'auto-échauffement (*Self Heating*) du composant peut être amélioré par des variantes lors de la réalisation du transistor. Les facteurs sur lesquels on peut agir sont :

- La création de chaleur : plus la surface active est faible, moins la chaleur dégagée sera importante, donc l'auto-échauffement sera réduit.
- La répartition des sources de chaleur : Pour une même surface active, si les sources de chaleur sont espacées, la température du composant sera plus faible.
- L'évacuation de la chaleur : Elle se fait principalement par le substrat. Les isolants électriques sont généralement de mauvais conducteurs de chaleur, et même si les métaux sont de très bons conducteurs thermiques, la résistance thermique du back-end dans son ensemble reste très supérieure à celle du substrat. Il est donc possible d'améliorer R_{Th} en éliminant les éléments perturbant l'évacuation de chaleur dans le substrat, tels que les tranchées profondes d'isolation (DTI). Le type de substrat retenu influe également sur l'évacuation de la chaleur (substrat massif ou SOI [9]).

III. Logiciel de simulation COMSOL Multiphysics

III.1 Présentation du logiciel

La simulation numérique est devenue un élément indispensable dans les domaines des sciences et de l'ingénierie. Elle permet de comprendre et de modéliser le fonctionnement des systèmes réels. Un certain nombre d'outils numériques sont maintenant disponibles. Ils sont basés sur la mise en œuvre d'un modèle théorique utilisant divers outils mathématiques, y compris des techniques d'éléments finis.

La modélisation numérique permet d'étudier la fonctionnalité et les propriétés du système modélisé et de prédire son évolution. Il est très intéressant d'avoir un environnement de simulation qui inclut la possibilité d'ajouter divers phénomènes physiques à l'étude du modèle. Cette philosophie a été développée par le logiciel COMSOL Multiphysics. C'est un logiciel numérique modulaire pour les éléments finis qui peut modéliser de nombreux phénomènes physiques caractérisant des problèmes réels. Il permet également de contrôler la géométrie en en faisant un outil de conception.

Le logiciel COMSOL Multiphysics a été conçu par l'entreprise « COMSOL » fondée en 1986. Le logiciel est utilisé par plusieurs grandes entreprises à travers le monde. Le principal but de la création de COMSOL Multiphysics est d'avoir un logiciel avec lequel les scientifiques et les ingénieurs peuvent formuler, à l'aide de l'interface d'utilisateur, n'importe quel système des équations différentielles aux dérivées partielles sur la base des lois de la physique et surtout de se baser sur les zones les plus communes dans la physique et en génie. Il résout les équations différentielles partielles par la méthode éléments finis permettant d'accéder à différents axes de recherches : Mécanique, fluide, semi-conducteur, acoustique, électromagnétique, thermique.

Une des particularités de ce simulateur est l'utilisation directe des équations aux dérivées partielles décrivant le problème physique par la définition du modèle à résoudre. En plus de la possibilité de couplage entre divers phénomènes, l'interface graphique de COMSOL permet à l'utilisateur de résoudre des problèmes à plusieurs dimensions.

III.2. Méthodologie de simulation

Des modules d'applications optionnels offrent des interfaces spécialisées notamment en mécanique linéaire et non linéaire, acoustique, écoulement, transfert de chaleur, génie chimique, géophysique, électromagnétisme basse et haute fréquence, corrosion, plasma, suivi de particules, optimisation, les semi-conducteurs, MEMS, ainsi qu'avec les logiciels de CAO et Matlab.

Ce logiciel est multiplateforme (Windows, Mac, Linux). En plus des physiques précitées, autorise l'utilisateur à définir ses propres systèmes des équations différentielles aux dérivées partielles (EDP), soit sous forme différentielle, soit sous formulation faible. Les couplages avec des équations aux dérivées ordinaires (EDO) et des équations algèbro-différentiels (EAD) sont également possibles.

La simulation d'un modèle par COMSOL Multiphysics est basée généralement sur :

III.2.1. Choix de modèle

Au démarrage le navigateur du modèle permet à l'utilisateur de designer le ou les modèles qui seront utilisés dans la simulation, en plus on choisit la dimension de l'espace. Pour chacun des modèles, il faut préciser avec exactitude quelles sont les variables propres à ce modèle, toujours dans le navigateur du modèle il est possible de choisir les propriétés du

modèle d'application et même la forme de l'équation toute fois plus de détails sont proposés selon la précision souhaitée.

III.2.2. Géométrie de la structure

Lorsque les modèles ont été choisis, l'utilisateur peut d'abord dessiner la géométrie du problème. L'interface permet de créer le domaine sur lequel on cherche à résoudre le phénomène à l'aide des commandes classiques de dessin (rectangles, ellipses).

On peut donc dessiner une large gamme de domaines différents.

III.2.3. Physique du modèle

Afin de constituer le modèle adéquat à la simulation, il est impératif de préciser :

- L'état de frontière de l'interface.
- Les propriétés matérielles.
- Les conditions initiales.

III.2.4. Introduction des propriétés des domaines et sous domaines :

Le but ici est de définir les paramètres physiques qui définissent le domaine : constante diélectrique, charges volumique, masseetc.

Les paramètres sont évidemment liés au modèle physique étudié.

III.2.5. Génération du maillage

Cette étape sert à définir les volumes élémentaires pour permettre la discrétisation du système continu. La dimension de la maille peut être modifiée afin de diminuer le nombre d'élément et de réduire l'utilisation de la mémoire - et augmenter la vitesse de calcul. On pourra aussi affiner le maillage dans les zones qui changent rapidement, et avoir un maillage plus grand dans les zones se déformant peu.

III.3. Structure d'étude du TBH SiGe

Les innovations de l'architecture des dispositifs et des procédés de fabrication ont été des facteurs majeurs pour l'amélioration des performances RF des TBH SiGe au cours des dernières décennies. Exigences fondamentales sur l'architecture des TBH à grande vitesse, les résistances d'accès minimales aux régions intrinsèques de l'émetteur, de la base et du collecteur ainsi que de faibles contributions des régions du dispositif extrinsèque aux capacités (base/collecteur) et (base/émetteur).

Le développement des architectures des dispositifs et de processus qui facilitent la réalisation simultanée d'un faible R_B et d'un faible C_{BC} a été un défi majeur dans ce contexte. La réalisation des dispositifs à faibles résistances thermiques est une exigence supplémentaire afin de limiter l'auto-échauffement.

Néanmoins, de nouveaux défis se posent pour l'intégration des TBH SiGe dans des nœuds CMOS en constante diminution à cause de contraintes strictes sur la thermique et budget et sur la topologie du composant.

En ce qui concerne les concepts des dispositifs HBT SiGe, tous les transistors à grande vitesse actuels liés à la production profitent de l'architecture dite double poly-Si (DP). Cette configuration permet d'accéder depuis la région de contact à la région intrinsèque de base et d'émetteur par des couches de poly-Si qui sont isolées di électriquement contre les régions environnantes du transistor. C'est un moyen puissant de garder les parasites extrinsèques, tels que R_{BX} , C_{BCX} , R_E et C_{BE} , petits.

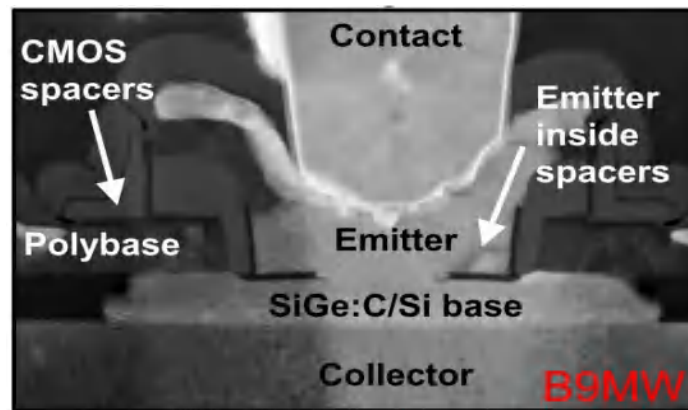


Figure. II.4 : Présentation d'une structure intégrée dans la filière BiCMOS0.13µm. [10]

III.4. Simulation de la structure BiCMOS9 0.13 d'un sous COMSOL

III.4.1. Présentation de la structure la structure simulée

La structure étudiée est un transistor bipolaire NPN à base SiGe (TBH) à très hautes performances pour les applications de télécommunications dédiées à la radio fréquence RF. Intégrée dans la filière BiCMOS90.13µm à émetteur poly silicium (figure II. 5).

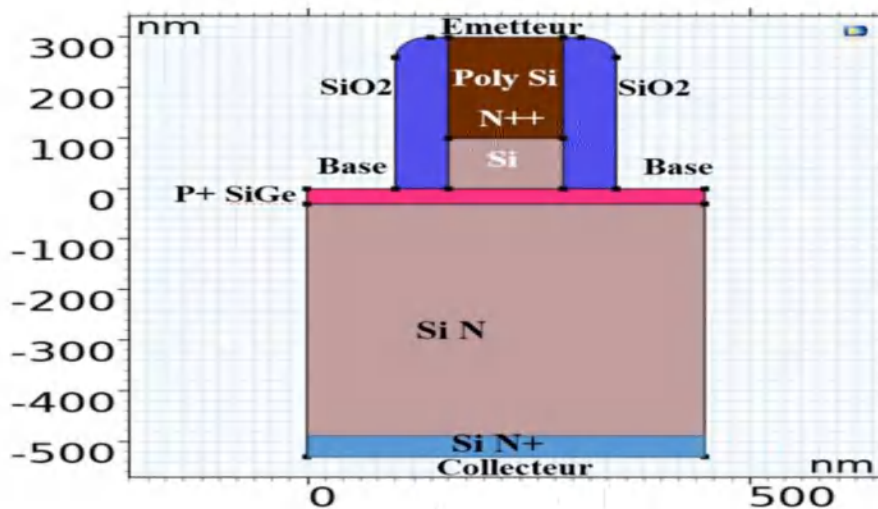


Figure. II.5 Structure Schématisée par COMSOL d'un TBH NPN à base SiGe Intégrée dans la filière BiCMOS90.13µm à émetteur poly silicium.

Dans cette architecture on utilise plusieurs matériaux du SiGe, silicium monocristallin, Poly silicium, et de l'oxyde) figure (II.5).

↳ **Silicium** : Le silicium est utilisé dans : le substrat, le collecteur fortement dopé N, l'épitaxie du collecteur faiblement dopé, et l'émetteur Monocristallin avec une largeur de la fenêtre de l'ordre de 13µm, cette largeur l'émetteur correspond au nœud du CMOS.

↳ **Polysilicium** : Le poly silicium est utilisé dans l'émetteur N⁺ fortement dopé

↳ **Le SiGe** : La base du TBH est la partie active du transistor, elle est constituée de l'alliage SiGe l'épaisseur de la base est de 30nm.

↳ **L'oxyde** est utilisé dans les espaceurs externes forme de 2D



Figure II.6 Interface du composant.

Les dimensions mentionnées sont considérées comme proche de la structure élaborée par la filière BiCMOS90.13µm, tableau II.1 et la figure II.7.

Paramètres			
Nom	Expression	Valeur	Description
T0	293.17[K]	293.17 K	la temperature reference
L_TBH	450[nm]	4.5E-7 m	Longeur d'un TBH
l_TBH	5000[nm]	5E-6 m	largeur TBH
L_E	130[nm]	1.3E-7 m	Longeur de l'émetteur
L_B	100[nm]	1E-7 m	Longeur de la Base
N_epi	1e16[1/cm^3]	1E22 1/m ³	"concentration de N_epi de la couche Ä©pitaxiale"
N_B	3e19[1/cm^3]	3E25 1/m ³	"dopage de la base"
N_C	2e20[1/cm^3]	2E26 1/m ³	"dopage de collecteur"
N_E	2e21[1/cm^3]	2E27 1/m ³	"dopage de Emetteur"
d_E	120[nm]	1.2E-7 m	"Profondeur de jonction Ä©metteur"
d_B	30[nm]	3E-8 m	"Profondeur de jonction de base"
d_C	30[nm]	3E-8 m	"Profondeur de jonction du collecteur"
V_B	1.1[V]	1.1 V	"Tension appliquÄ©e: base"
V_C	5[V]	5 V	"Tension appliquÄ©e: collecteur"
V_E	0[V]	0 V	"Tension appliquÄ©e: Emetteur"
delta_20	0.17616[V]	0.17616 V	

Tableau II.1 Interface des propriétés de simulation.

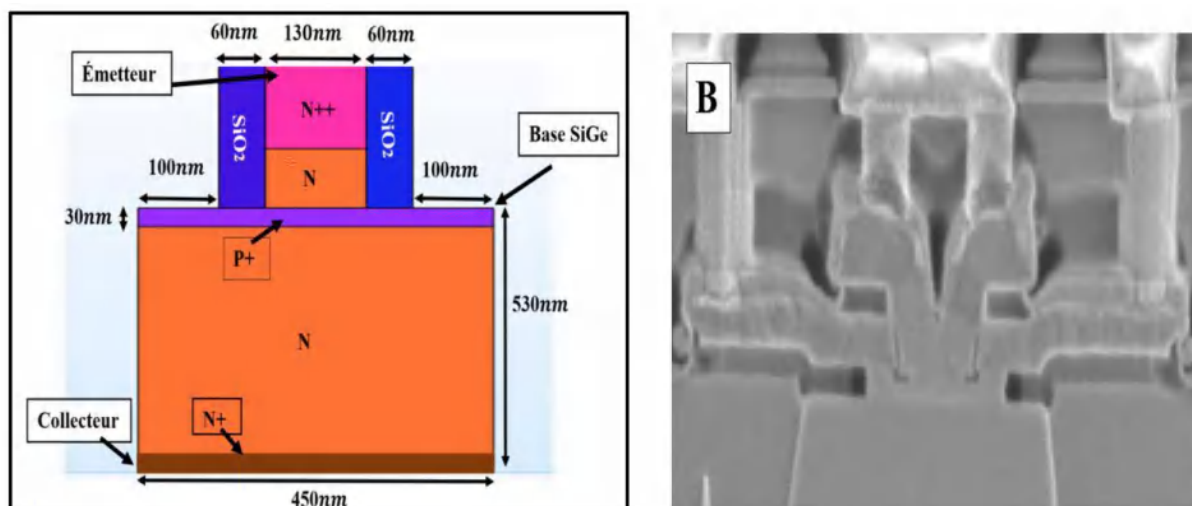


Figure II. 7. Dimensions d'un TBH SiGe intégré dans la technologie BiCMOS 0.13um. [10]

Dans notre étude de TBH SiGe, nous avons besoin des matériaux (Si, SiGe, Poly-silicium, SiO₂), où chaque matériau et les propriétés sont présentés dans le tableau II.2. Quant aux propriétés du matériau $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$, elles dérivent des propriétés du silicium et du germanium basé sur la loi de *Végard*.

Propriété	Si	Poly silicium	$\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$			SiO ₂
			$x=0.1$	$x=0.2$	$0.1 \leq x \leq 0.3$ $x=0.3$	
Permittivité relative	11.7	4.5	12.15	12.7	13.14	1.38
Bande interdite [eV]	1.12	1.08	1.0281	0.9438	0.8661	9
Affinité électronique [V]	4.05	4.17	4.045	4.04	4.035	4.07
N_v (cm^{-3})	$1.04 \cdot 10^{19}$	$1.04 \cdot 10^{19}$	$0.996 \cdot 10^{18}$	$0.952 \cdot 10^{19}$	$0.908 \cdot 10^{19}$	0
N_c (cm^{-3})	$2.8 \cdot 10^{19}$	$2.8 \cdot 10^{19}$	$2.624 \cdot 10^{19}$	$2.45 \cdot 10^{19}$	$2.272 \cdot 10^{19}$	0
Mobilité (élec) [$\text{cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$]	1450	1000	1695	1940	2185	0
Mobilité (trous) [$\text{cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$]	500	400	640	780	920	0
Durée de vie (élec) [us]	0.8	0.8	0.77	0.74	0.71	-
Durée de vie (trous) [us]	0.8	0.8	0.77	0.74	0.71	-

Tableau II.2. Les propriétés des matériaux [11, 12].

III. 4.2. Modèles physiques des couches $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$ constraint sur du silicium

Cette section du chapitre va préparer la simulation de dispositifs purement électriques. Elle consiste en la mise en place d'un modèle de simulation physique adapté au SiGe constraint sur Silicium et nécessitera un regroupement original des différents paramètres du matériau qui peuvent être développés de manière indépendante dans la littérature. C'est donc un travail de

synthèse important, qui pousse au-delà de la mise au point, à partir des données existantes, des lois de variations qui pouvaient faire défaut jusqu'alors.

Il s'agira notamment de développer les analyses existantes pour les densités effectives d'états N_c et N_v en fonction de la fraction de Germanium, ainsi que la répartition, entre bande de conduction et bande de valence, de la réduction de bande interditeetc.

III.4. 2.1. La largeur de la bande interdite

Dans le cas du SiGe contraint, la symétrie cubique du réseau cristallin du silicium et du germanium est perdue. En conséquence, la réduction totale de la bande interdite est accrue par rapport à celle du matériau non contraint pour une même concentration de germanium.

Le modèle retraçant le plus fidèlement la largeur de la bande interdite du SiGe contraint sur du Si est donné par Bean. [11, 13] :

$$E_{gSiGe(x)} = E_0 - 0.96x + 0.43x^2 - 0.17x^3 \quad (II-2)$$

L'énergie du gap dépend de la température selon la loi ci-dessous énoncée par Thurmond [10]

$$E_g = E_{g0}(T_0 = 0K) - \frac{\alpha T^2}{T+B} = E_{g0}(T_0 = 300K) + a \left(\frac{300^2}{300+B} - \frac{T^2}{T+B} \right) \quad (II. 3)$$

Où la composition de (a) et (B) est donnée par la fraction (x) de Ge :

$$a = [4.730(1 - x) + 4.774x]. 10^{-4} \quad (II-4)$$

$$B = 636(1 - x) + 235x \quad (II-5)$$

Le tableau II.3, regroupe les paramètres du modèle *Thurmond* : E_{g0} , α , β pour le Silicium, le Germanium Ge et $Si_{1-x}Ge_x$, T(300K).

S/C	$E_g(300K)[eV]$	$\alpha(eV^\circ K^{-1})$	$\beta (^\circ K)$
Si	1.12	$4.730.10^{-4}$	636
$Si_{(0.9)}Ge_{(0.1)}$	1.0281	$4.7344.10^{-4}$	595.9
$Si_{(0.8)}Ge_{(0.2)}$	0.9450	$4.7388. 10^{-4}$	555.8
$Si_{(0.7)}Ge_{(0.3)}$	0.8661	$4.7432. 10^{-4}$	515.7
Ge	0.664	$4.774.10^{-4}$	235

Tableau II.3. Paramètres de E_g pour les Silicium, le Germanium. [11, 12].

L'énergie du gap E_g (Figure.II. 8) diminue avec l'augmentation de la température. En effet à haute température les liens interatomiques sont affaiblis. La largeur de la bande interdite diminue, les porteurs des charges ont plus de facilité d'acquérir une énergie thermique supérieure à l'énergie du gap leur permettant de franchir la bande interdite et passer de la bande de valence à la bande de conduction.

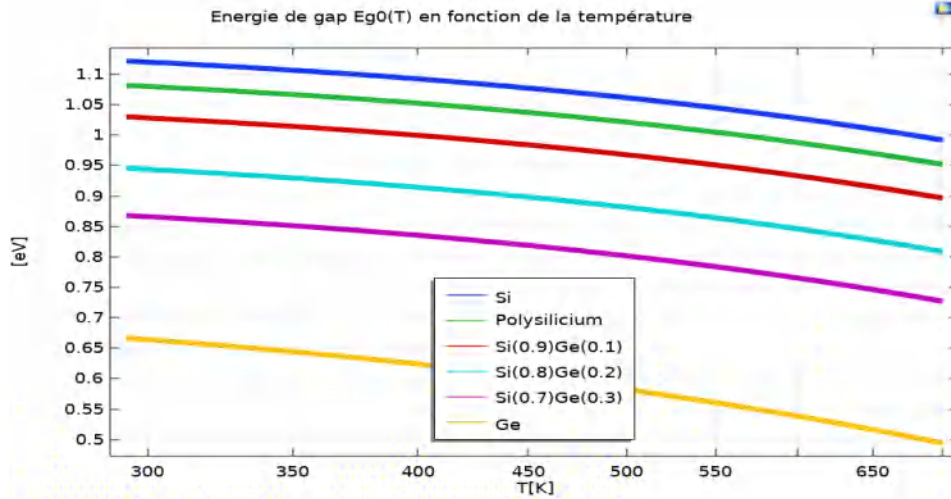


Figure II.8 Energie de gap en fonction de la température.

III.4.2.2. Les densités effectives d'états

Le produit N_C, N_V influence directement sur la concentration intrinsèque des porteurs, la densité de courant de collecteur et le gain des TBH. Il est donc important à évaluer.

En outre, le rapport du produit N_C, N_V des densités effectives d'états du SiGe et du Si est généralement inférieur à 1 et dépend de la température (figure II.9). [14]

$$N_c(T) = N_c(T_0) \left(\frac{T}{T_0}\right)^{3/2} \quad (II.6)$$

$$N_v(T) = N_v(T_0) \left(\frac{T}{T_0}\right)^{3/2} \quad (II.7)$$

Où $(N_c(T_0), N_v(T_0))$ est la valeur à la température 300 K.

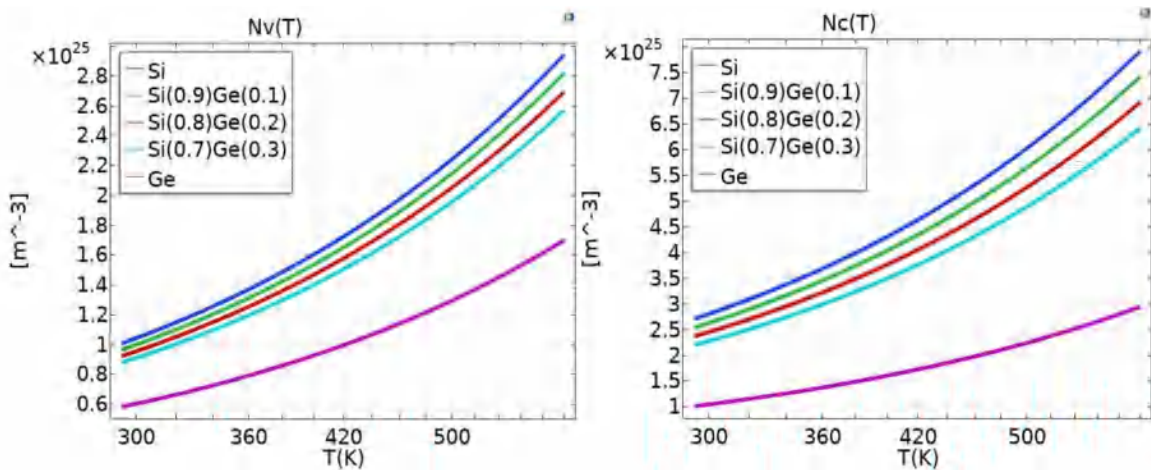


Figure II.9 Densité effective d'états de la bande de valence et la conduction en fonction de la Température.

III.4.2.3. Concentration intrinsèque en fonction de la température :

La concentration intrinsèque (Si, SiGe), donnée par l'équation suivante :

$$n_{i\ Si} = \sqrt{N_c \cdot N_v} \cdot \exp\left(\frac{-E_G}{2kT}\right) \quad (II.8)$$

$$n_{i\ SiGe} = n_{i\ Si} \sqrt{\frac{(N_c \cdot N_v)_{SiGe}}{(N_c \cdot N_v)_{Si}}} \exp\left(\frac{-\Delta E_G}{2kT}\right) \quad (II.9)$$

Sachant que, L'énergie du gap (E_G) dépend de la température

$$n_{i\ Si}(T) = \sqrt{N_c(T_0) \cdot N_v(T_0)} \left(\frac{T}{T_0}\right)^{3/2} \cdot \exp\left(\frac{-E_G}{2kT}\right) \quad (II.10)$$

$$n_{i\ SiGe}(T) = n_{i\ Si}(T) \sqrt{\frac{(N_c(T_0) \cdot N_v(T_0))_{SiGe}}{(N_c(T_0) \cdot N_v(T_0))_{Si}}} \cdot \exp\left(\frac{-\Delta E_G}{2kT}\right) \quad (II.11)$$

Quand la température augmente, le nombre de porteurs augmente car il y a une énergie thermique plus disponible et ainsi de plus en plus d'électrons (figure II.10).

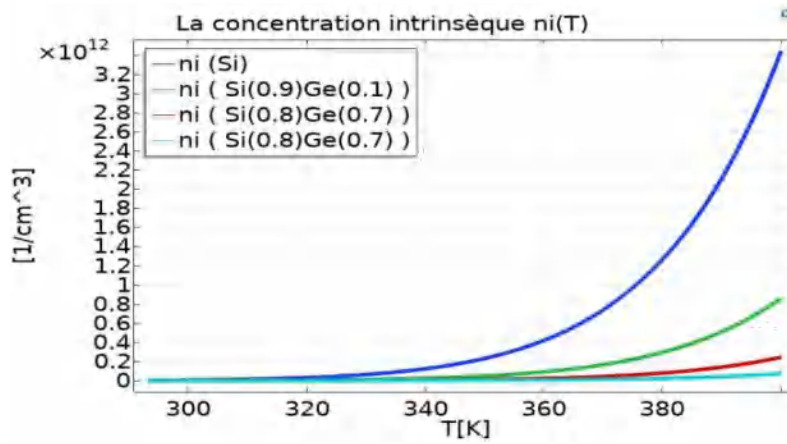


Figure II.10. Concentration intrinsèque $n_i(T)$ en fonction de la température.

III.4.2.4. La conductivité thermique $k(W/K.m)$:

La conductivité thermique (k) est la vitesse d'écoulement de la chaleur, dans un corps, sous un gradient thermique unitaire (Figure II.11). Elle est tirée directement de la loi de Fourier [15].

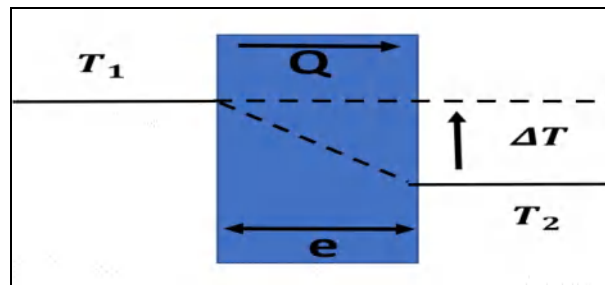


Figure II.11 Définition de la conductivité thermique des matériaux.

$$k = \frac{Q}{\text{grad}(T)} \quad [W \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}] \quad (II.12)$$

$$\overrightarrow{\text{grad}(T)} = \frac{\Delta T}{e} = \frac{(T_1 - T_2)}{e} \quad [K/m] \quad (II.13)$$

$$k = \frac{Q.e}{(T_1 - T_2)} \quad [\text{W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}] \quad (\text{II.14})$$

Avec Q le flux de chaleur [$\text{W} \cdot \text{m}^{-2}$], e [m] épaisseur de matériau.

	T(K)	300[K]	700[K]	1200[K]
<i>La conductivité thermique $k(\text{W/K.m})$:</i>	Si	146	48.4	25.3
	Si _(0.9) Ge _(0.1)	137.11	45.96	24.32
	Si _(0.8) Ge _(0.2)	128.22	43.52	23.34
	Si _(0.7) Ge _(0.3)	119.33	41.08	22.36
	Ge	57.1	24	15.5

Tableau II.4. La conductivité thermique (Si, Si_{1-x}Ge_x et Ge).

A partir le tableau (II.4) et les équations linéaires entre deux points on a :

$$k_{Si}(T) = \begin{cases} k_{Si}(300K) = a(300K) + b = 146 \text{ (W/K. m)} \\ k_{Si}(700K) = a(700K) + b = 48.4 \text{ (W/K. m)} \end{cases} \quad \begin{cases} a = -0.244 \\ b = 219.2 \end{cases}$$

$$k_{Si}(T) = \begin{cases} k_{Si}(700K) = a_1(700K) + b_1 = 48.4 \text{ (W/K. m)} \\ k_{Si}(1200K) = a_1(1200K) + b_1 = 25.3 \text{ (W/K. m)} \end{cases} \quad \begin{cases} a_1 = -0.0461 \\ b_1 = 80.67 \end{cases}$$

On obtient les équations suivantes :

$$k_{Si}(T) = \begin{cases} -0.244.T + 219.2 \text{ (W/K. m)} \\ -0.0461.T + 80.67 \text{ (W/K. m)} \end{cases} \quad \begin{cases} 300K \leq T \leq 700K \\ 700K \leq T \leq 1200K \end{cases}$$

En complétant les calculs, on obtient le tableau suivant :

	300K ≤ T ≤ 700K	700K ≤ T ≤ 1200K
$k_{Si}(T)$ (W/K. m)	-0.244.T + 219.2	-0.0461.T + 80.67
$k_{Si(0.9)Ge(0.1)}(T)$ (W/K. m)	-0.2278.T + 205.47	-0.04328.T + 76.256
$k_{Si(0.8)Ge(0.2)}(T)$ (W/K. m)	-0.21175.T + 191.745	-0.04036.T + 71.772
$k_{Si(0.7)Ge(0.3)}(T)$ (W/K. m)	-0.195625.T + 178.0175	-0.03744.T + 67.288
$k_{Ge}(T)$ (W/K. m)	-0.08275.T + 81.925	-0.017.T + 35.9

Tableau II.5. La conductivité thermique en fonction de la température $k(\text{W/K.m})$

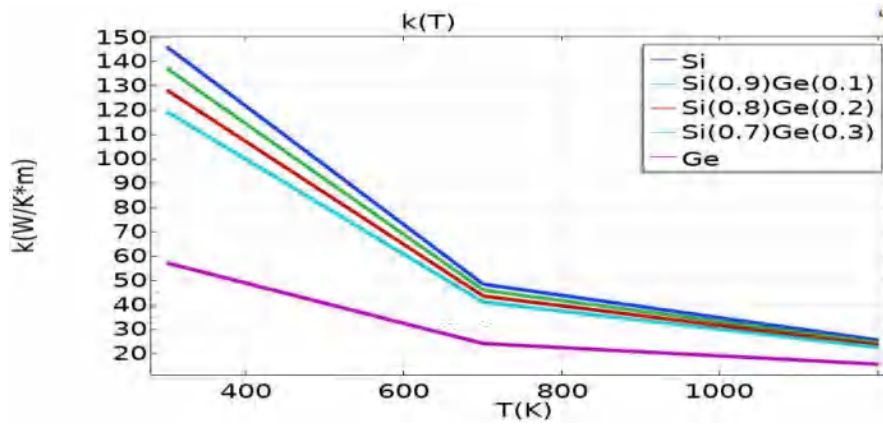


Figure II.12. La conductivité thermique en fonction de la température.

D'après la figure (II.12), on remarque qu'il y a une forte diminution de la conductivité thermique des matériaux lorsque la température ($300\text{ K} \leq T \leq 700\text{ K}$). Les résultats convergent vers zéro avec la forte augmentation de la température ($700\text{ K} \leq T \leq 1200\text{ K}$).

III.4.2.5. La capacité thermique à pression constante C_p (J/kg. K) :

La capacité thermique (appelée anciennement capacité calorifique) d'un corps est une grandeur qui mesure la chaleur qu'il faut lui transférer pour augmenter sa température d'un kelvin. Inversement, elle traduit l'aptitude d'un matériau à absorber de la chaleur et à s'échauffer et intervient dans les problèmes thermiques instationnaires.

La capacité thermique massique à pression constante notée (C_p) s'exprime en (J/kg. K).

[16, 17]

$$C_p = \frac{1}{m} \left(\frac{dH}{dT} \right)_p \quad [\text{J/kg. K}]. \quad (\text{II.15})$$

$$C_p = \rho \cdot C_v \quad (\text{II.16})$$

Avec enthalpie H ($H = U + PV$),

- (U) énergie interne,
- (P) pression
- (V) le volume.

La capacité thermique volumique (C_v), exprimée en joules par mètre cube-kelvin ($\text{J K}^{-1} \text{m}^{-3}$), est égale à la capacité thermique massique (C_p) multipliée par la masse volumique (ρ).

La capacité thermique sur du substrat Silicium type N en fonction de la température varie selon les propriétés thermiques de l'équation (II.17) [18, 19] sur la plage de températures (298-773K).

$$C_{p(Si)}(T) = 635 + 0.385 \cdot T \quad (\text{J K}^{-1} \text{kg}^{-1}) \quad (\text{II.17})$$

La capacité thermique massique à pression constante de SiGe ($C_{p(SiGe)}$) s'exprime en (J/kg.K):

S/C	$C_p(T)$ ($400K \leq T \leq 1400K$)
p-type SiGe	$616.5425+0.03868671.T+6.19114.10^{-5}.T^2$
p-type SiGe(GaP)	$588.6624+0.1799322.T-8.543126.10^{-6}.T^2$
n-type SiGe(GaP)	$583.981+0.1182217.T+1.532634.10^{-5}.T^2$

Tableau II.6. La capacité thermique massique $C_p(T)$ à pression constante de SiGe. [20, 21].

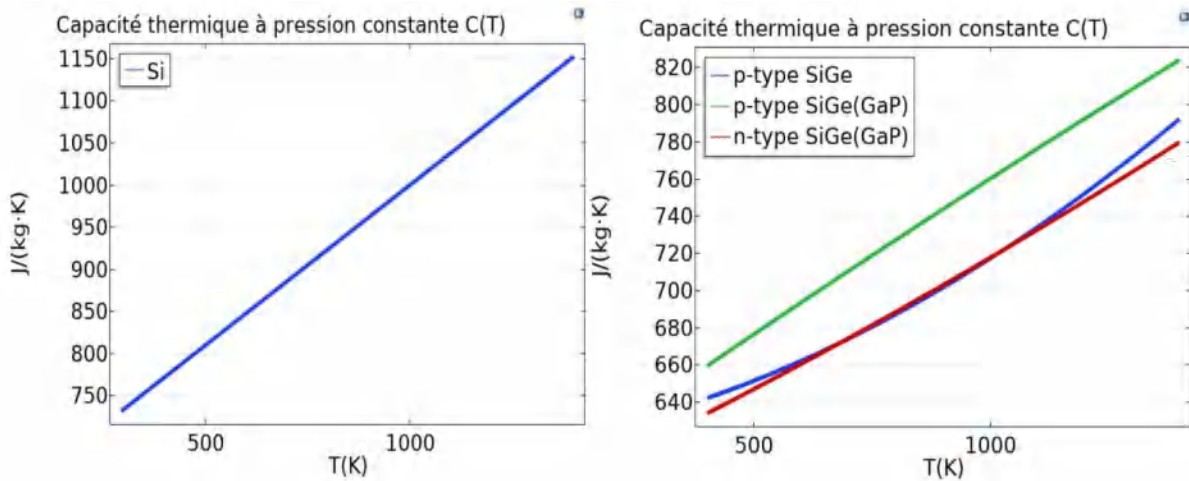


Figure II.13. La capacité thermique massique $C_p(T)$ à pression constante de (Si, SiGe).

La capacité thermique massique $C_p(T)$ à pression constante de (Si, SiGe), augmente avec l'augmentation de la température (figure II.13). On peut expliquer que par la définition précitée $C_p(T)$: traduit l'aptitude d'un matériau à absorber de la chaleur et à s'échauffer et intervient dans les problèmes thermiques stationnaires.

III.4.2.6. La masse volumique (kg/ m^3) :

La masse volumique d'une substance, est une grandeur physique qui caractérise la masse de cette substance par unité de volume. C'est l'inverse du volume massique. La masse volumique est le synonyme moderne des expressions « densité absolue » et « densité propre », ou encore « masse spécifique ».

Cette grandeur physique est généralement notée par les lettres grecques ρ ou μ (mu). On utilise ces deux notations en fonction des habitudes du domaine de travail. [22]

$$\rho = \frac{m}{v} \quad [Kg/ m^3]. \quad (II.18)$$

Où m est la masse de la substance et V le volume qu'elle occupe. La masse volumique de SiGe ($\rho_{SiGe}(T)$) s'exprime en $[kg/m^3]$:

$\rho_{SiGe}(T) \quad 293.17K \leq T \leq 1400K$	
P-type SiGe	$3011.494 - 0.03408392.T - 4.195804.10^{-6}.T^2$
N-type SiGe(GaP)	$3014.24 - 0.03402098.T - 4.079254.10^{-6}.T^2$
N-type SiGe(GaP)	$3032.182 - 0.03909091.T$

Tableau II.7. La masse volumique $\rho_{SiGe}(T)$ en fonction de la température.

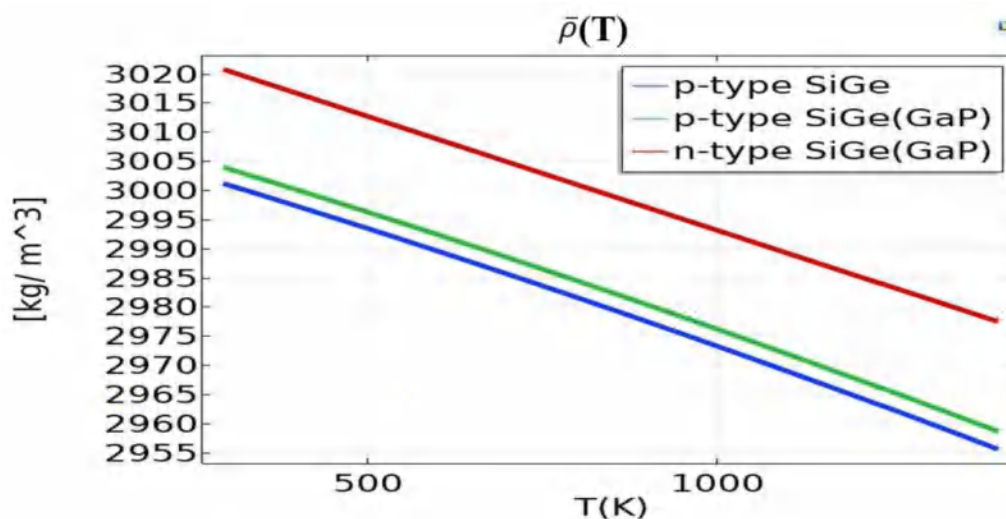


Figure II.14 La masse volumique $\rho_{SiGe}(T)$ en fonction de température.

À travers la figure (II.14), on remarque qu'il y a une diminution de la masse volumique des matériaux, cela peut s'expliquer : les matériaux solides, la propriété de se dilater à haute température, ce qui entraîne une diminution de la masse volumique.

IV. Méthodologie de simulation de l'auto échauffement dans un TBH SiGe

Tout composant semi-conducteur est sujet d'auto-échauffement lorsqu'il est soumis à des contraintes électriques. Le fait de travailler à des densités de puissances importantes, a pour conséquence une génération de chaleur. Le phénomène de l'auto-échauffement est la dissipation interne de la puissance au niveau des jonctions du transistor sur forme de chaleur.

Afin de Simuler l'auto échauffement dans les TBH SiGe avec le logiciel COMSOL Multiphysics, nous avons couplé les deux interfaces, l'interface semi-conductrice et l'interface Heat Transfer in Solids (HTS).

L'interface Semi-conducteur calcule la dynamique des porteurs et les courants à l'intérieur du TBH SiGe et génère un terme de chauffage dû aux processus électriques. Ce terme de

chauffage est utilisé comme source de chaleur par l'interface de transfert de chaleur dans les solides (HTS) pour calculer la distribution de la température dans tout le composant.

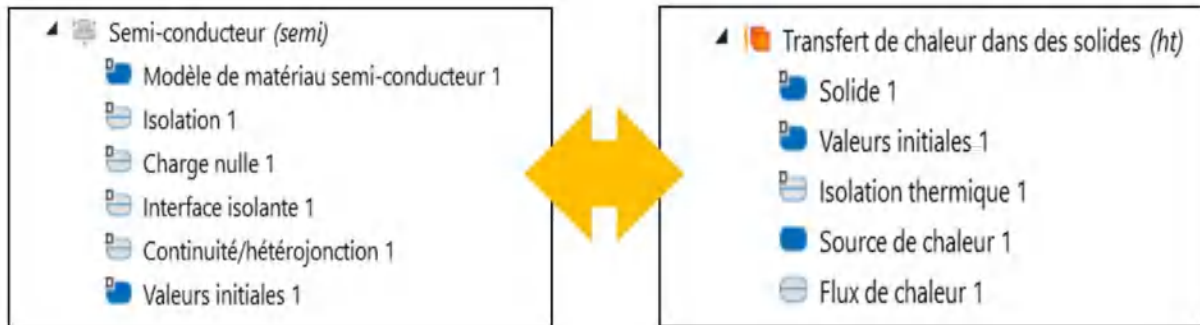


Figure II.15. Couplage des deux interfaces, l'interface semi-conductrice et l'interface Heat Transfer in Solids.

IV.1 Formulation du système d'équations des semi-conducteurs sous COMSOL :

Pour analyser le comportement électrique des semi-conducteurs et analyser plus précisément les connexions hétérojonctions, il faut comprendre le jeu d'équation et les mécanismes physiques correspondants. La figure (II.16). Illustre l'interface semi-conductrice COMSOL Multiphysics.

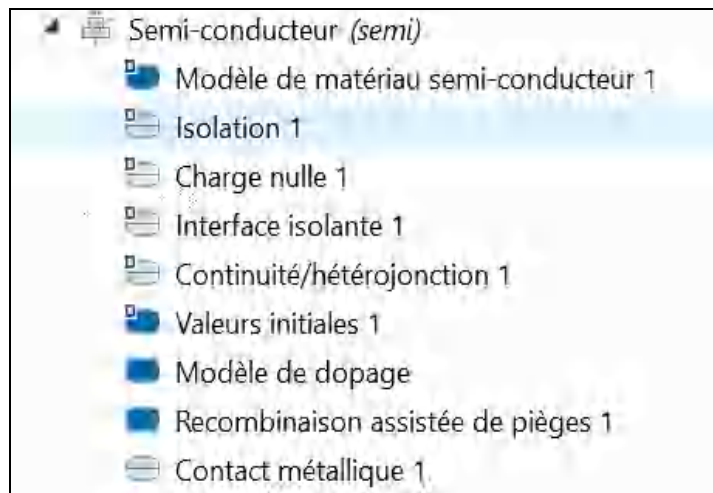


Figure II-16 Interface de semi-conducteur.

IV. 2 Formulation des équations dans le Silicium

Un modèle physique est un jeu complet d'équations permettant de décrire l'état d'un matériau ou d'un assemblage de matériaux. Dans le cas des semi-conducteurs, l'état de la structure est caractérisé, d'une part, par la concentration des porteurs et leurs énergies en tout point du volume et, d'autre part, par leur évolution temporelle à travers leur flux. [23]

Les équations de base mises en œuvre dans notre approche de simulation font appel à une description macroscopique du mouvement des porteurs. Elles ne restent valables que dans la mesure où les plus petites dimensions considérées sont grandes par rapport à la distance

interatomique. Le Modèle de Dérive-Diffusion (DDM) permet ainsi de décrire l'état complet de la structure étudiée, à l'équilibre et hors équilibre. [23]

IV.2. 1. Modèle Dérive Diffusion (DDM)

Nous avons utilisé pour simuler la structure du TBH le logiciel commercial COMSOL Multiphysics en particulier l'interface semi-conducteur destinée à modéliser et analyser les dispositifs à semi-conducteurs. Elle repose sur les équations de semi-conducteurs macroscopiques utilisant le modèle de dérive- diffusion (DDM). Nous basons notre analyse sur une description macroscopique des semi-conducteurs avec une composition non uniforme des matériaux Si et SiGe. [24-29].

La description du comportement électrique des hétérojonctions peut se faire également à l'aide du Modèle Dérive - Diffusion DDM "Drift Diffusion Model". Néanmoins, les dispositifs à hétérojonctions présentent des discontinuités au niveau des bandes de conduction E_c et de valence E_v qui peuvent entraîner des discontinuités de l'énergie potentielle des porteurs libres lorsqu'ils passent d'un matériau à un autre.

De ce fait pour simuler ces dispositifs, il faut considérer en toute rigueur le formalisme qui tient compte de la composition non uniforme de la structure et donc, des diagrammes de bandes. Le modèle Dérive-Diffusion est constitué par les jeux d'équations suivant (associés à l'équation de poisson).

Le système d'équation suivant consiste à calculer la variation du potentiel dans le semi-conducteur en fonction des densités de porteurs libres (électron et trous) [30, 31].

$$\left\{ \begin{array}{l} \nabla \cdot (-\epsilon_r \nabla v) = q (p-n + N_d^+ - N_a^-) \quad \text{(II-19)} \\ \nabla \cdot J_n = q (G-R) \quad \text{(II-20)} \\ \nabla \cdot J_p = -q (G-R) \quad \text{(II-21)} \\ J_n = q n \mu_n \nabla E_c + \mu_n K_B T \nabla n + q n D_n \nabla \ln(T) \quad \text{(II-22)} \\ J_p = q p \mu_p \nabla E_v - \mu_p K_B T \nabla p - q p D_p \nabla \ln(T) \quad \text{(II-23)} \end{array} \right.$$

- ⊕ J_n et J_p densité de courant des électrons et trous ;
- ⊕ μ_p et μ_n mobilités de porteurs libres ;
- ⊕ D_n et D_p : sont les coefficients de diffusion d'électrons ou de trous ;
- ⊕ T : Température du matériau
- ⊕ K_B constante de Boltzmann ;
- ⊕ G et R les taux de génération recombinaison des électrons et des trous, une valeur positive implique une recombinaison, négative une génération

- Nous considérons une génération - recombinaison en volume de type (*Schockley-Read-Hall*) SHR. Le taux de génération recombinaison est :

$$\ominus GR = \frac{np - n_i^2}{\tau_n \left[(p + n_i \cdot \exp(\frac{E_i - E_f}{KT})) \right] + \tau_p \left(n + n_i \cdot \exp(\frac{E_f - E_i}{KT}) \right)} \quad (II-24)$$

L'équation de l'énergie de la bande de conduction et la bande de valence est donnée par :

$$E_c = - (V + \chi_0) - \alpha \Delta E_g \quad (II-25)$$

$$E_v = - (V + \chi_0 + E_{g0}) + (1 - \alpha) \Delta E_g \quad (II-26)$$

Où α est la fraction de la discontinuité des bandes ΔE_g dans le silicium cette valeur est nulle devient :

$$E_c = - (V + \chi_0) \quad (II-27)$$

$$E_v = - (V + \chi_0 + E_{g0}) + \Delta E_g \quad (II-28)$$

- χ_0 : est l'affinité électronique
- E_g : énergie de gap de matériau.
- ΔE_g : Discontinuité des bandes interdites

IV.3. Modèles physiques

IV.3.1. Mobilités

Pour déterminer le rapport de densité actuel, le modèle de mobilité utilisé est considéré comme un modèle Arora composé des équations suivantes : [32]

$$\mu_{n,ar} = \mu_{n,min} + \frac{\mu_{n0}}{1 + (\frac{N}{N_{n0}})^{\alpha_n}} \quad , \quad \mu_{p,ar} = \mu_{p,min} + \frac{\mu_{p0}}{1 + (\frac{N}{N_{p0}})^{\alpha_p}} \quad (II-29)$$

Sachant que :

$$\left\{ \begin{array}{l} N = N_a^- + N_d^+ \end{array} \right. \quad (II-30)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{n,min} = \mu_{n,min}^{ref} \left(\frac{T_l}{T_{ref}} \right)^{\beta_1} \quad , \quad \mu_{p,min} = \mu_{p,min}^{ref} \left(\frac{T_l}{T_{ref}} \right)^{\beta_1} \end{array} \right. \quad (II-31)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{n,0} = \mu_{n,0}^{ref} \left(\frac{T_l}{T_{ref}} \right)^{\beta_2} \quad , \quad \mu_{p,0} = \mu_{p,0}^{ref} \left(\frac{T_l}{T_{ref}} \right)^{\beta_2} \end{array} \right. \quad (II-32)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} N_{n,0} = N_{n,0}^{ref} \left(\frac{T_l}{T_{ref}} \right)^{\beta_3} \quad , \quad N_{p,0} = N_{p,0}^{ref} \left(\frac{T_l}{T_{ref}} \right)^{\beta_3} \end{array} \right. \quad (II-33)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_{n,0} = \alpha_{n,0}^{ref} \left(\frac{T_l}{T_{ref}} \right)^{\beta_4} \quad , \quad \alpha_{p,0} = \alpha_{p,0}^{ref} \left(\frac{T_l}{T_{ref}} \right)^{\beta_4} \end{array} \right. \quad (II-34)$$

Les différentes variables citées dans le système d'équations précédentes :

- $\mu_{n,ar}, \mu_{p,ar}$ sont la mobilité d'Arora des électrons et des trous respectivement.
 - $\mu_{p,min}, \mu_{n,min}$ mobilité minimum des électrons et trous et μ_{n0}, μ_{p0} sont initiales ;
 - $\mu_{n,0}^{ref}, \mu_{p,0}^{ref}$ mobilités de références ;
 - $N, N_{n0}, N_{p0}, N_{n,0}^{ref}, N_{p,0}^{ref}$ sont les concentrations des dopants, d'impuretés des électrons, d'impuretés des trous, concentrations de références des électrons et de références des trous successivement.
 - T_t et T_{ref} sont les températures ambiantes et de référence successivement ;
- $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$ sont les exposants de mobilité de référence minimum, de mobilité de référence, de la concentration de référence d'impureté, de coefficient α .

IV.3.2. Shockley-Read-Hall

$$\nabla \cdot J_n = qR_n \quad , \quad \nabla \cdot J_p = -qR_p \quad (II-35)$$

$$R_n = \frac{np - \gamma_n \gamma_p n_{i,eff}^2}{\tau_p(n+n_1) + \tau_n(p+p_1)} = R_p \quad (II-36)$$

$$n_1 = \gamma_n n_{i,eff} \exp\left(\frac{\Delta E_t}{K_B T}\right) \quad , \quad p_1 = \gamma_p n_{i,eff} \exp\left(-\frac{\Delta E_t}{K_B T}\right) \quad (II-37)$$

$$n_{i,eff} = \sqrt{N_{c0} N_{v0}} \exp\left(-\frac{E_g - \Delta E_g}{2K_B T}\right) \quad (II-38)$$

$$\Delta E_t = E_t - E_i \quad (II-39)$$

Dans notre étude on considère que les coefficients γ_n, γ_p égale à 1 pour cela l'équation (II-36) et (II-37) deviennent : [33, 34]

$$R_n = R_p = \frac{np - n_{i,eff}^2}{\tau_p(n+n_1) + \tau_n(p+p_1)} \quad (II-40)$$

$$n_1 = n_{i,eff} \exp\left(\frac{\Delta E_t}{K_B T}\right) \quad , \quad p_1 = n_{i,eff} \exp\left(-\frac{\Delta E_t}{K_B T}\right) \quad (II-41)$$

Avec :

- $\tau_{n,p}$ est la durée de vie des porteurs SRH (électron, trou) ,
- ΔE_t Différence entre le niveau de défaut et le niveau intrinsèque,
- $n_{i,eff}$ Concentration intrinsèque des dopants.

IV.4. Formulation des équations dans le SiGe

La description du comportement électrique des hétérojonctions peut se faire également à l'aide du Modèle Dérive - Diffusion DDM "Drift Diffusion Model". Néanmoins, les

dispositifs à hétérojonctions présentent des discontinuités au niveau des bandes de conduction E_c et de valence E_v qui peuvent entraîner des discontinuités de l'énergie potentielle des porteurs libres lorsqu'ils passent d'un matériau à un autre. [30, 31,35, 36]

☞ De ce fait pour simuler ces dispositifs, il faut considérer en toute rigueur le formalisme qui tient compte de la composition non uniforme de la structure et donc, des diagrammes de bandes.

$$\nabla \cdot (-\epsilon_r \nabla v) = q (p-n + N_d^+ - N_a^-) \quad (II-42)$$

$$\nabla \cdot J_n = q(G-R) \quad (II-43)$$

$$\nabla \cdot J_p = -q(G-R) \quad (II-44)$$

$$J_n = q n \mu_n \nabla E_c + \mu_n K_B T \nabla n + q n D_n \nabla \ln(T) \quad (II-45)$$

$$J_p = q p \mu_p \nabla E_c - \mu_p K_B T \nabla p - q p D_p \nabla \ln(T) \quad (II-46)$$

☞ Par contre la fraction de la bande de conduction dans le SiGe n'est pas nulle, qu'il en résulte que la relation d'énergie de la bande de valence et de conduction devient :

$$\Rightarrow E_c = - (V + \chi_0) - \alpha \Delta E_g \quad (II-47)$$

$$\Rightarrow E_v = - (V + \chi_0 + E_{g0}) + (1-\alpha) \Delta E_g \quad (II-48)$$

V.4 Formalisme des équations dans l'oxyde

$$\Rightarrow \text{div}(\text{grad}(\varphi)) = - \frac{Q_{ox}}{\epsilon_{ox}} \quad (II-49)$$

☞ Où ϵ_{ox} : la permittivité de l'oxyde.

Q_{ox} : La densité de charge présente dans l'oxyde.

IV.5. L'interface de transfert de chaleur dans les solides

L'interface Transfert de chaleur dans les solides (ht) est utilisée pour modéliser le transfert de chaleur dans les solides par conduction, convection et rayonnement.

Un modèle Solide est actif par défaut sur tous les domaines. Toutes les fonctionnalités permettant d'inclure d'autres types de domaine, comme le domaine fluide.

L'équation de température définie dans les domaines solides correspond à la forme différentielle de la loi de Fourier qui peut contenir des contributions supplémentaires comme les sources de chaleur la figure (II-17-et II-8).



Figure II-17 Interface de transfert de chaleur dans les solides.

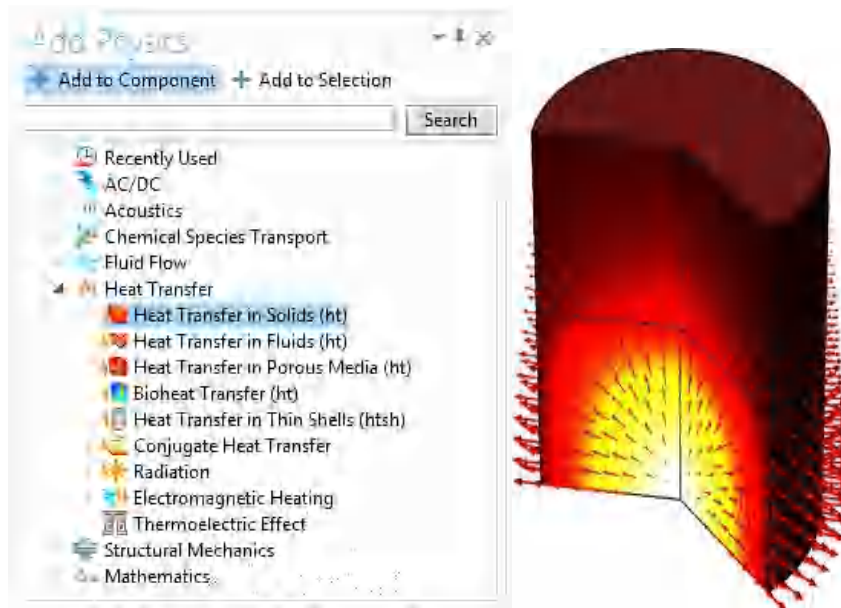


Figure II-18 Interface transfert de chaleur dans les solides HTS (Heat Transfer in Solid) généré par le logiciel COMSOL Myltiphysics

Le module (HTS) Heat Transfer in Solids intègre l'équation de la chaleur, équation (II.50) pour modéliser le transfert de chaleur dans les solides avec les propriétés du matériau,

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} + \rho C_p \mathbf{u} \nabla T + \nabla \mathbf{q}' = Q \quad (\text{II.50})$$

$$\mathbf{q}' = -k \nabla T \quad (\text{II.51})$$

- ↪ ρ (kg / m³) la masse volumique du solide.
- ↪ C_p (J / (kg)) la capacité calorifique du solide à pression constante.
- ↪ \mathbf{u} (m / s) le champ de vitesse.
- ↪ Q (W / m³) la source de chaleur (ou dissipateur).
- ↪ \mathbf{q}' (W / m²) est la flux de chaleur.
- ↪ k (W / (m. K)) est la conductivité thermique du solide. [37, 38]

IV.5.1. Source de chaleur

La source de chaleur ajouter un terme source Q'

$$Q' = Q_0 \quad (II.52)$$

Q_0 (W/m^3) Taux de chaleur par unité de volume,

A partir les équations (II.50, II.51) le modèle d'auto échauffement d'un TBH SiGe dépend des propriétés des matériaux (la capacité calorifique du solide à pression constante C_p , la conductivité thermique et la masse volumique), en plus la source de chaleur totale à semi-conducteurs qui est symbolisé par " semi. Q_{tot} (W/m^3) " :

$$Q_{tot(S/C)} = Q_{J(S/C)} + Q_{R(S/C)} \quad (II.53)$$

$Q_{J(S/C)}$ Chauffage par effet Joule (W/m^3),

$Q_{R(S/C)}$ Chauffage par recombinaison sans rayonnement (W/m^3).

La forme locale de l'effet Joule permet d'établir l'expression de la puissance (W) par unité de volume (m^3) qui s'écrit : [39, 40]

$$Q_{J(S/C)} = J_x E_x + J_y E_y \quad (II.54)$$

- ↪ $J_{x,y}$ est la densité de courant
- ↪ $E_{x,y}$ est le champ électrique.
- ↪ Chauffage par recombinaison sans rayonnement $Q_{R(S/C)}$:

$$Q_{R(S/C)} = 0.5 * (q * E_{g0} + 3 * k_B * Tl) * (Un + Up) \quad (II.55)$$

- ↪ q est la charge,
- ↪ E_{g0} la bande interdite de matériau,
- ↪ Tl Température du réseau,
- ↪ (Un, Up) Taux de recombinaison des électrons et des trous.

IV.5.2. Flux de chaleur

Nous nous intéressons au flux de chaleur convectif parce il est défini par la résistance thermique.

$$q_0 = h_0 (T_{ext} - T) \quad (II.56)$$

$$h_0 = \frac{1}{R_{thAi}} \quad (II.57)$$

- ↪ Le flux de chaleur convective q_0 (W/m^2), est proportionnel à la différence entre les températures de surface externe et de solide, T_{ext} et T , respectivement. Cette expression est connue sous le nom de loi de Newton de refroidissement.
- ↪ h_0 (W/m^2K) est appelé le coefficient de transfert de chaleur par convection,

V.1. Optimisation du profil du Germanium sur les performances de l'auto échauffement du TBH

Le profil de SiGe dans la base des TBH joue au premier ordre sur les caractéristiques électriques du composant. Le taux de Ge à l'entrée de la base a une influence sur la hauteur de l'hétérojonction, donc il fait sensiblement évoluer le gain en courant du transistor. Le gradient de Ge a un impact sur le pseudo-champ électrique accélérateur, jouant sur le transport des électrons dans la couche de base. Le but de cette et de voir l'impact du pourcentage du germanium dans la base d'un transistor bipolaire à hétérojonction à base SiGe (TBH), afin d'analyser l'effet de l'auto échauffement du composant.

Nous présenterons les résultats de simulations statiques et dynamiques pour des TBH SiGe issus de la filière BiCMOS 0.13 μm avec des taux de germanium différents. Ceci constituera une introduction à une étude approfondie de l'effet de germanium sur les principaux paramètres régissant le comportement d'un TBH SiGe.

Nous avons simulé, le gain statique (β) du TBH $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$ en faisant varier le pourcentage du germanium, $x=10\%$, 20% , 30% . En outre, nous avons analysé la distribution de la chaleur sur la surface du composant pour les trois pourcentages du germanium afin de relever la température maximale sur le TBH (T_{max}) et de déterminer les zones les plus chaudes du composant.

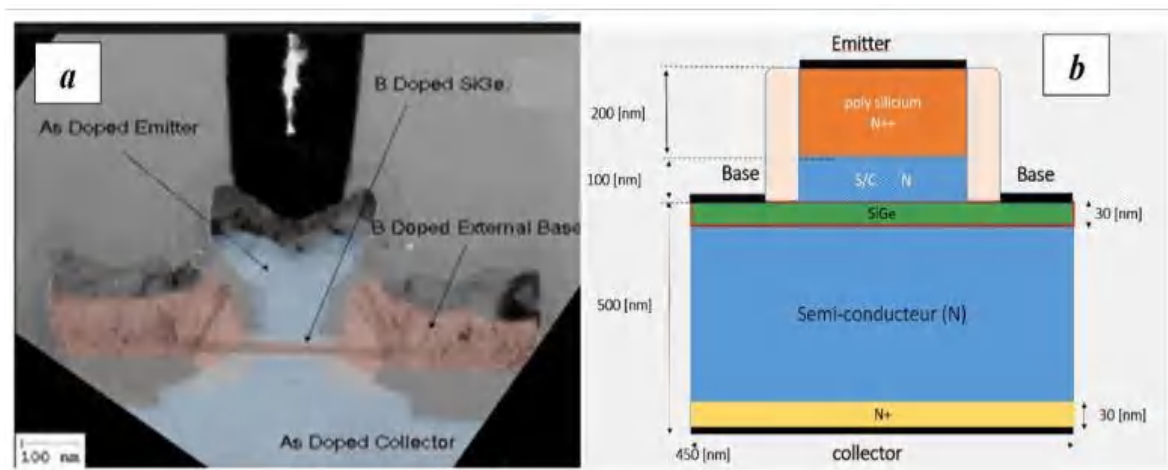


Figure. II. 20. a) Coupe schématique d'un TBH SiGe issue d'un BiCMOS 0.13 μm , b). Structure simulée de HBT SiGe. [41, 42]

La figure II.20 représente un exemple schématique de la structure simulée. Les dimensions mentionnées sont considérées comme proche de la structure élaborée par la filière BiCMOS9G.

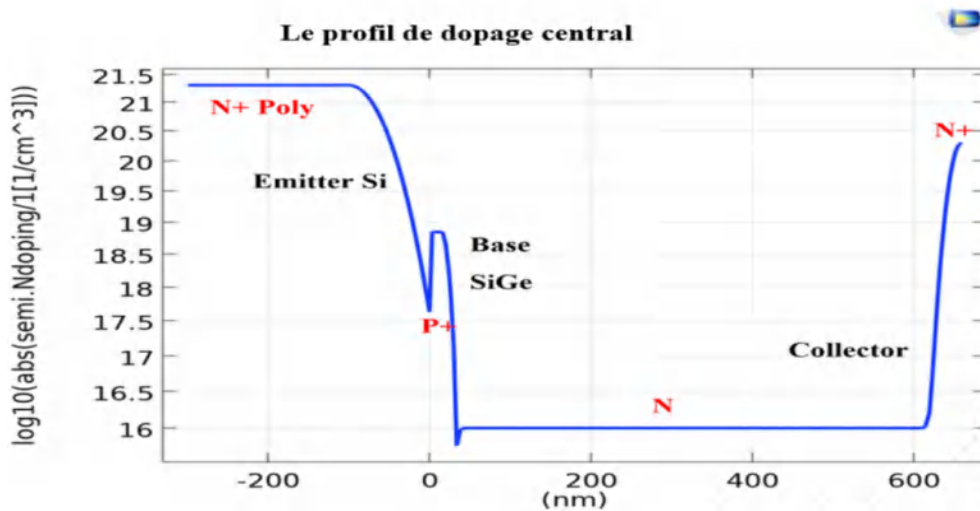


Figure. II. 21. Profil de dopage simulé du HBT SiGe.[42]

La concentration N^+ du contact collecteur est de l'ordre de 10^{20}cm^{-3} et son épaisseur est de 30nm ; par contre l'épitaxie présente une concentration constante de l'ordre de 3.10^{16}cm^{-3} , son épaisseur est de l'ordre de 600nm (figure. II. 20). D'autre part, la base est optimisée à 30nm (fine) afin d'accroître les performances du composant avec un dopage de $2.5. 10^{18}\text{cm}^{-3}$, quant à l'émetteur il est dopé à $1.5. 10^{20}\text{cm}^{-3}$. Ainsi, la base est fortement dopée par rapport au collecteur épitaxie, ce qui permet d'étendre la zone de charge d'espace côté collecteur, et donc de diminuer les variations de largeur de base. L'effet Early est ainsi limité. Le fort dopage de l'émetteur permet, quant à lui, d'obtenir une efficacité d'injection plus importante et donc un gain en tension plus grand. (Figure. II. 21)

V.2.Caractéristiques statiques et dynamiques

Dans le cas où l'effet d'auto échauffement n'est pas pris en compte, la température est uniforme sur toute la structure du composant ($T_0=300\text{K}$) ; cependant en considérant l'effet de l'auto échauffement la température est variable dans le composant.

La figure (II.22) illustre le gain statique (β), sans auto-échauffement ($T_0 = 300 \text{ K}$) et avec auto-échauffement (T) d'un TBH SiGe avec un taux de Germanium de (x) variant de 10%, 20% à 30 %.

Pour un gain sans auto échauffement à ($T_0=300\text{K}$) nous remarquons une croissance du gain en fonction de l'augmentation du pourcentage du germanium dans l'alliage ($x=10\%$ et 20%), cependant à ($x=30\%$), le gain maximal chute, ceci est attribué au taux de germanium dans l'alliage $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$. Plus le taux de germanium augmente dans l'alliage plus les propriétés physiques du matériau changent et s'approchent de celles du germanium que du silicium, ceci modifie les caractéristiques électriques du composant TBH SiGe. En revanche, on peut noter également qu'à forte polarisation, plus on augmente le taux de Ge, plus on aura des problèmes de forte injection pour des V_{BE} plus faible. Ce décalage est de l'ordre de 0,1 V. Ceci nous

indique que l'utilisation d'un taux de Ge élevé, provoque des problèmes de désordre cristallin et d'auto alignement entre l'émetteur et la base.

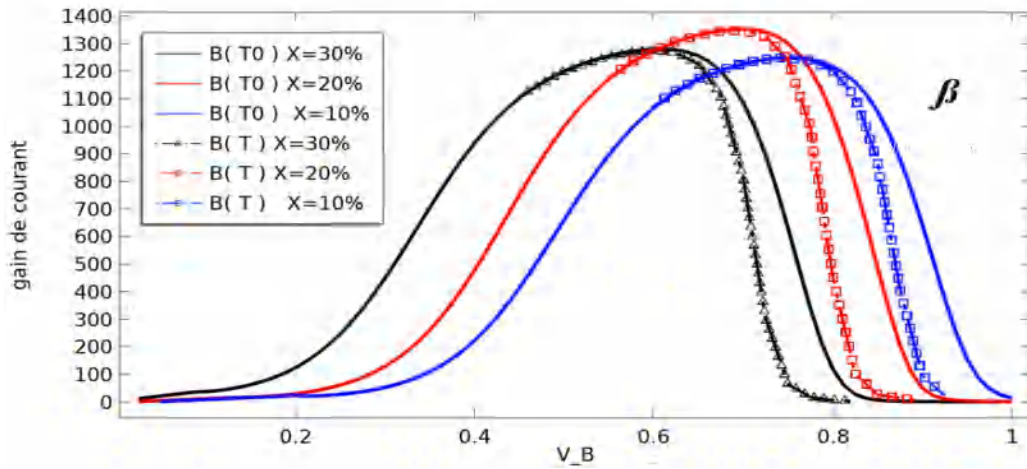


Figure II-22- Gain statique (β), sans auto-échauffement ($T_0 = 300\text{ K}$) et avec auto-échauffement (T) d'un TBH SiGe avec un taux de Germanium de 10%, 20% à 30%.

En considérant les effets d'auto échauffement, nous remarquons une diminution du gain en courant, plus précisément pour les fortes polarisations par rapport à une simulation sans effet d'auto échauffement. Cette diminution peut être attribuée dore et déjà au model (HTS) (Heat Transfer in Solids) de COMSOL qui prend en considération l'ionisation complète des dopants ce qui induit une diminution de la mobilité des porteurs n et p en fonction de la température un courant plus faible d'où un gain faible.

Lorsqu'on s'intéresse à utiliser un transistor bipolaire comme amplificateur à hautes fréquences, il est intéressant d'étudier l'évolution du gain en courant en fonction de la fréquence. Ceci permet de déterminer la fréquence de transition f_{max} du dispositif.

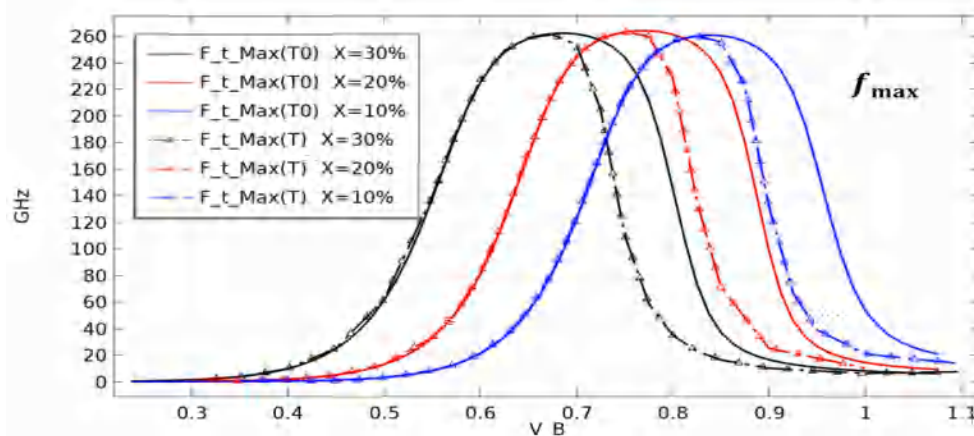


Figure II-23 Fréquence maximale d'oscillation (f_{max}) sans auto-échauffement ($T_0 = 300\text{ K}$) et avec effet d'auto-échauffement (T) d'un TBH SiGe avec un taux de Germanium de (x) variant de 10%, 20% à 30%.

La figure (II.23) illustre la fréquence d'oscillation maximale (f_{max}) qui est de l'ordre de 260 GHz ; on note également un décalage du point de saturation, en fonction du pourcentage de Germanium dans l'alliage avec et sans auto-échauffement.

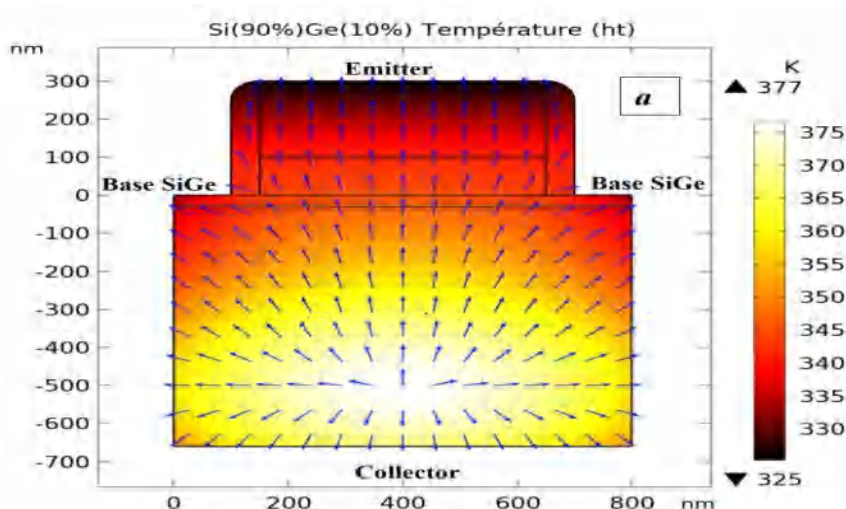
Néanmoins, dans le TBH avec auto échauffement où la température est considérée variable sur toute la surface du transistor. Nous constatons, qu'il y a une diminution des valeurs f_{max} pour la même valeur de V_{BE} dans le régime de forte injection par rapport aux fréquences sans auto échauffement $T_0=300K$. L'augmentation des résistances séries dans le régime forte polarisations permet d'augmenter les éléments parasites de type résistance-capacité, qui diminuent à leur tour fortement la fréquence.

V.3. Distribution de la température dans le TBH

La prise en compte de la température et en particulier de l'effet auto-échauffement dans les TBH SiGe est un aspect fondamental pour prédire de manière précise les caractéristiques électriques. L'auto-échauffement est le processus par lequel la dissipation de puissance du composant modifie sa température. La chaleur n'est produite que dans une petite partie du transistor. En général cette élévation de température n'est pas uniforme.

Dans les TBH, la puissance est générée principalement dans les couches semi-conductrices du collecteur ; c'est pourquoi la génération de la chaleur se fait principalement au niveau de la jonction base-collecteur car une forte tension base/collecteur y est présente.

La répartition de la température sur toute la surface du composant est illustrée sur la figure (II. 24) pour les trois pourcentages de germanium (10%, 20%, 30%). Nous remarquons que dans cas d'une fraction du germanium ($x=10\%$) le point le plus chaud de l'auto échauffement se trouve au niveau de la jonction base_ collecteur à une distance ($d_{auto-echauf}=500nm$) avec une température maximale ($T_{max}=377K$). Par contre pour une fraction du germanium ($x=20\%$) le point de chaud se rapproche du substrat du collecteur avec une distance de ($d_{auto-éff}=450nm$), et une réduction de la valeur de l'auto échauffement de l'ordre ($T_{max}=366K$).



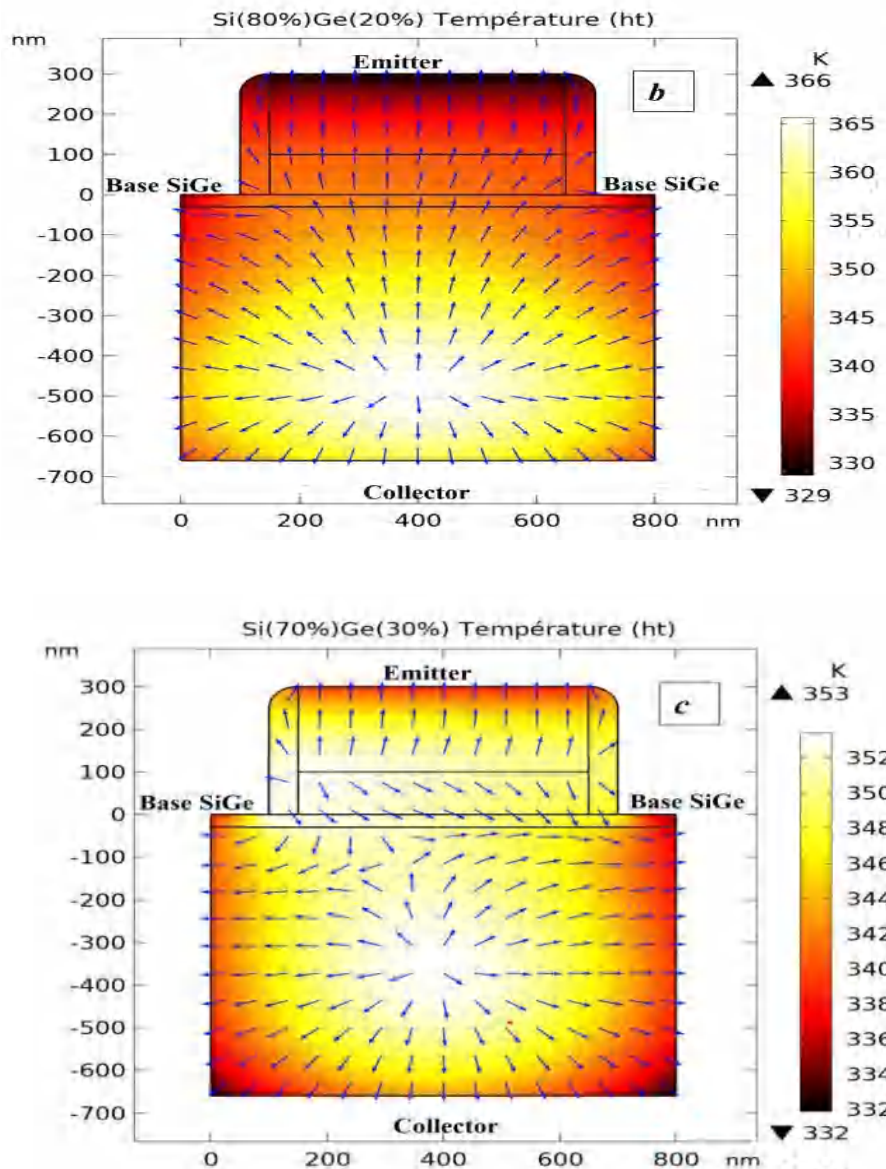


Figure II-24- Distribution de température dans HBT $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$ avec des niveaux de Germanium : ($x = 10\%$, 20% , 30%) a) $x = 10\%$ et $T_{\max} = 377\text{K}$, b) $x = 20\%$ $T_{\max} = 366\text{K}$ et c) $x = 30\%$ $T_{\max} = 354\text{K}$. [42]

En l'occurrence, si la fraction du germanium augmente ($x=30\%$) le point chaud se propage sur toute la surface (collecteur, base, émetteur) avec une réduction de l'auto échauffement du composant ceci correspond a une diminution de la température maximale ($T_{\max}=354\text{K}$). Il est intéressant d'analyser la distribution de température le long de la profondeur de la structure active du transistor (voir Figure II.25).

Plus le taux de germanium augmente plus l'auto échauffement se propage sur toute la surface du TBH, le composant chauffe presque intégralement, ce qui engendre une défaillance da composant. L'utilisation d'un taux de Ge élevé, propage l'augmentation de la température ceci peut être attribué a des problèmes de désordre cristallin et d'auto alignement entre l'émetteur et la base.

Il est clair que l'alliage à base de SiGe à faible conductivité thermique fonctionne comme une barrière pour la dissipation thermique en direction de l'émetteur. Ceci a deux conséquences négatives : la valeur élevée de la température de pointe T_{max} et la chute brutale de la distribution de température.

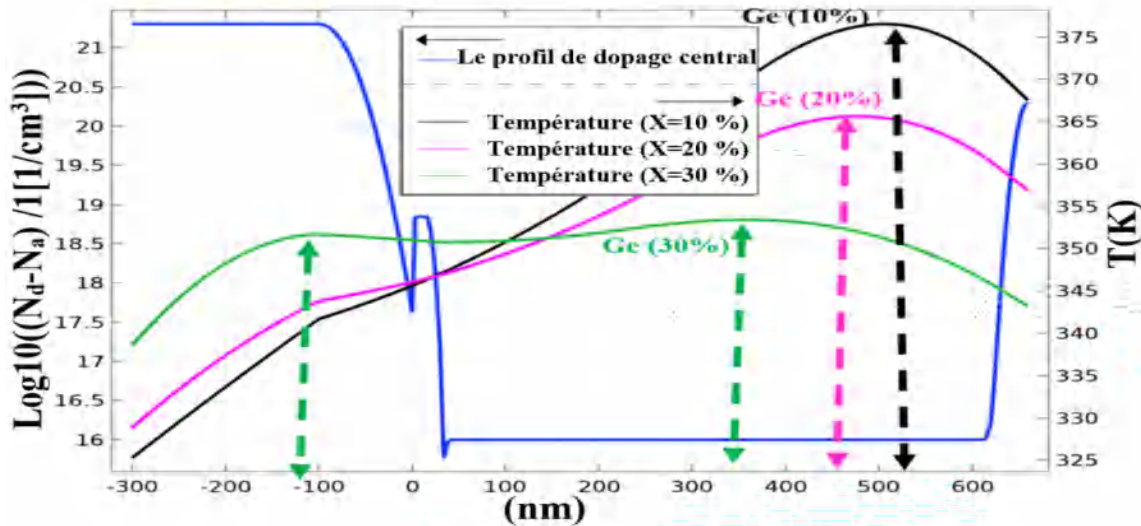


Figure II-25 Les profils de température considérant HBT Si_{1-x}Ge_x avec des taux de Germanium (x) variables (x = 10%, 20%, 30%). [42]

Le tableau (II.8) ci-dessous résume les résultats les plus importants de cette étude, à savoir l'effet de la fraction de Germanium sur l'auto-échauffement à base de HBT (Si_{1-x}Ge_x). Il convient de ne pas augmenter le taux de germanium dans l'alliage car cela dégrade les caractéristiques électriques du composant.

Nous enregistrons une amélioration, en termes de gain statique de HBT, lorsque le niveau de Germanium augmente (x= 10% et x = 20%) et associée à une diminution du gain statique lorsque le niveau de Germanium atteint (x = 30%), se traduisant par un déplacement du point le plus chaud et sa propagation sur l'ensemble de la structure (collecteur, base, émetteur).

Pourcentages du germanium	Gain statique de	Auto échauffement	Position du point de chaud d'auto-éff	Résistance thermique
Fraction(x)	L'auto échauffement β_{max}	$T_{max}(K)$		$R_{th}(K/W)$
10%	1055	377K	500[nm]	8338
20%	1095	366K	450[nm]	7247
30%	910	354K	Sur toute la surface du composant	6025

Tableau II.8. Optimisation du taux de Germanium sur le HBT Si_(1-x)Ge_(x) sur L'auto échauffement. [42]

VI. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons défini physiquement le phénomène de l'auto-échauffement qui est un aspect fondamental pour prédire de manière précise les caractéristiques électriques du TBH SiGe. L'augmentation de la température réduit la mobilité du porteur et modifie l'énergie de la bande interdite, affectant ainsi les caractéristiques de sortie du transistor.

Dans la seconde partie, nous avons jugé, propice de consacrer une part de notre travail au logiciel de simulation numérique COMSOL Multiphysics, utilisé lors de la simulation, afin de coupler le module Semi-conducteur au module transfert de la chaleur dans le solide (Heat Transfer in Solids HTS) dans le but de simuler l'auto échauffement (*Self Heating*) du TBH SiGe.

Les modèles numériques adéquats aux semi-conducteurs et aux hétérojonctions utilisés par le logiciel COMSOL ont été présentés, ce qui a permis de faire une synthèse autour des modèles nécessaires pour la simulation Dérive-Diffusion Model des transistors bipolaires à hétérojonction SiGe/Si afin d'édifier le comportement des TBH à base SiGe. Sachant que l'équation de Poisson et les équations de continuité forment un système couplé non linéaire résolu que par les éléments finis.

Dans le but d'analyser le phénomène d'auto échauffements avec pourcentage de germanium dans la base SiGe d'un transistor bipolaire NPN à hétérojonction Si/SiGe (TBH), intégré dans une filière BiCMOS90.13 μ m afin voir son impact sur les performances électriques du composant, nous avons tout d'abord, simulé le gain statique (β) de TBH SiGe sans auto échauffement à une température uniforme ($T=300K$) sur toute la structure du TBH, pour des fractions de germanium variable ($x= 10\%$, 20% , 30%), pour x dépassant 20% les caractéristiques du composant se dégradent et le gain maximal chute et se dégrade.

De plus nous avons, analysé, la répartition de la chaleur sur le composant afin de voir l'impact de l'auto échauffement, lorsque le taux de germanium augmente la chaleur se propage sur toute la surface du TBH. Il serait donc préférable de choisir un pourcentage de Ge faible.

Références

1. Mergui, S. Transferts thermiques. *Licence de mécanique 2ème année module 2A101, Sorbonne université. Disponible sur : http://www.fast.upsud.fr/~mergui/2A101/cours_thermique_L2.pdf consulté*, vol. 75, p. 76. 2019.
2. Ziouche, K., Bel-Hadj, I., Bougrioua, Z. « Utilisation du silicium nanostructuré dans un générateur thermoélectrique pour la réduction des pertes thermiques » vol. 1, pp .10, 2020. [doi :10.21494/ISTE.OP.2020.0493](https://doi.org/10.21494/ISTE.OP.2020.0493).
3. Howell, J. R., Mengüç, M. P., Daun, K., Siegel, R. « Thermal radiation heat transfer ». CRC press, pp. 1040. 2020. <https://doi.org/10.1201/9780429327308>.
4. Nodjiadjim, V. « Transistor bipolaire à double hétérojonction submicronique InP/InGaAs pour circuits numériques ou mixtes ultra-rapides, *Thèse de Doctorat, université Lille 1, pp. 1-160*, Avril 2009,
5. X. Jin, M. Müller, P. Sakalas, A. Mukherjee, Y. Zhang and M. Schröter, "Advanced SiGe:C HBTs at Cryogenic Temperatures and Their Compact Modeling with Temperature Scaling," in *IEEE Journal on Exploratory Solid-State Computational Devices and Circuits*, vol. 7, no. 2, pp. 175-183, Dec. 2021, [doi: 10.1109/JXCDC.2021.3130041](https://doi.org/10.1109/JXCDC.2021.3130041).
6. Hafizi, M., Stanchina, W. E., Metzger, R. A., Macdonald, P. A., Williams, F. Temperature dependence of DC and RF characteristics of AlInAs/GaInAs HBT's. *IEEE transactions on electron devices*, vol. 40, no 9, p. 1583-1588.1933. [doi: 10.1109/16.231562](https://doi.org/10.1109/16.231562).
7. A. Khan, C. N. Dharmasiri, T. Miura, A. A. Rezazadeh, «Thermal Characterisation and Analysis of Two-Tone Intermodulation Distortion in InGaP/GaAs DHBT », 13th GAAS Symposium – Paris, pp. 209-212, 2005.
8. P. Salzenstein, « Technologie des composants à hétérostructures pour les têtes de réception aux longueurs d'ondes millimétriques », *Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, ;*, pp, 1-218 ; Novembre 1996.
9. WEI, Xing, ZHU, Lei, CHANG, Yongwei, *et al.* Effects of boron doping on non-linear properties of SOI with embedded polycrystalline silicon layer for RF applications. *Solid-State Electronics*, 2020, vol. 164, p. 107677. <https://doi.org/10.1016/j.sse.2019.107677>.
10. VU, Van Tuan, “Recherche et évaluation d'une nouvelle architecture de transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe pour la prochaine génération de technologie BiCMOS ». *Thèse de doctorat. Bordeaux.pp :1-119*,2016.
11. Maiti, C.K., Armstrong, G.A. Applications of Silicon-Germanium Heterostructure Devices (1st ed.). CRC Press. pp. 422. 2001. <https://doi.org/10.1201/9781420034691>.
12. Benosman, M., Benyoucef, B. « Calculs Hiérarchisés des Paramètres et Caractéristiques Optimaux des Différents Matériaux Photovoltaïques ». pp. 47-54. 1999. https://www.cder.dz/download/jnv_10.pdf.
13. Kasper, E., & Paul, D. J., “Silicon quantum integrated circuits: Silicon-germanium heterostructure devices: Basics and realizations”. *Springer Science & Business Media*. 2005.
14. BONNAUD, Olivier. « Physique des Solides, des Semiconducteurs et Dispositifs ». *Université de Rennes*, pp. 78-157, 2003.
15. BERRAHA, Youness. « Caractérisation expérimentale des propriétés thermiques de granulats de verre postconsommation et analyse par simulation numérique du comportement thermique d'une structure de chaussée avec couche de verre postconsommation ». *Thèse de doctorat. École de technologie supérieure université du Québec, pp.1-236 ; Mai 2017*.
16. GAUTHIER, Sébastien. « Caractérisation thermique de la matière par la méthode 3 ω ». *Thèse de doctorat. Université Montpellier II-Sciences et Techniques du Languedoc, pp.1-187*, 2012.
17. TSAO, Jeffrey Y. “Materials fundamentals of molecular beam epitaxy”. *Academic Press*, pp. 301. 2012.

18. CAPPELLA, Andrea. Caractérisation thermique à haute température de couches minces pour mémoires à changement de phase depuis l'état solide jusqu'à l'état liquide. 2012. Thèse de doctorat. Bordeaux 1.
19. DEGOULANGE, Julien. « Purification et caractérisations physico-chimiques et électriques de silicium d'origine métallurgique destiné à la conversion photovoltaïque ». *Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG*, pp.1-205 ; 2008.
20. AMANO, T., BEAUDRY, B. J., GSCHNEIDNER JR, K. A., et al. High-temperature heat contents, thermal diffusivities, densities, and thermal conductivities of n-type SiGe (GaP), p-type SiGe (GaP), and p-type SiGe alloys. *Journal of applied physics*, vol. 62, no 3, p. 819-823, 1987.
21. BARIN, Ihsan, KNACKE, Ottmar, et KUBASCHEWSKI, Oswald. "Thermochemical properties of inorganic substances: supplement". *Springer Science & Business Media*. pp. 861. 2013.
22. MUSY, André et SOUTTER, Marc. Physique du sol. PPUR presses polytechniques. pp. 335. 1991.
23. S. Selberherr, "Analytical investigations about the basic semiconductor equations," *Analysis and Simulation of Semiconductor Devices*, Vienna, Austria: Springer, pp. 127–148, 1984.
[doi: 10.1007/978-3-7091-8752-4_5](https://doi.org/10.1007/978-3-7091-8752-4_5).
24. N.W. Ashcroft and D.N. Mermin, *Solid State Physics*, Harcourt Publishing, Ithaca, 1976.
25. R.G. Chambers, *Electrons in Metals and Semiconductors*, Chapman and Hall, 1990.
26. M. Shur, *Physics of Semiconductor Devices*, Prentice Hall, 1990.
27. S.M. Sze and K.K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*, Wiley, 2007.
28. S.M. Sze and M.K. Lee, *Semiconductor Devices Physics and Technology*, John Wiley & Sons, 2012.
29. S. Selberherr, "Analysis and Simulation of Semiconductor Devices", *Springer Verlag*, pp. 293. 1984.
30. A. Samoilovich and L. Corenblit, "The current state of the theory of thermoelectric and thermomagnetic phenomena in semiconductors," *Adv. Phys. Sci.*, vol. 49, no. 3, pp. 337–383, 1953.
[doi :10.3367/UFNr.0049.195303b.0337](https://doi.org/10.3367/UFNr.0049.195303b.0337).
31. C. Zener, "Putting electrons to work," *Trans. Am. Soc. Met*, vol. 53, pp. 1052–1068, Dec. 1961.
32. N. D. Arora, J. R. Hauser, D. J. Roulston, and al. *Electron Devices. IEEE Trans*, 29, 292, 1982.
33. R.N. Hall, "Electron-Hole Recombination in Silicon", *Physical Review*, vol. 87, no. 2, p. 387, 1952.
34. W. Shockley and W.T. Read, "Statistics of the Recombinations of Electrons and Holes", *Physical Review*, vol. 87, no. 5, pp. 835–842, 1952.
35. Makino, T., & Ukai, S. « Sur l'existence des solutions locales de l'équation d'Euler-Poisson pour l'évolution d'étoiles gazeuses ». *Journal of Mathematics of Kyoto University*, 27(3), 387-399, 1987.
36. Gérard, L. « Structures de semiconducteurs II-VI à alignement de bandes de type II pour le photovoltaïque » *Thèse de doctorat, Université de Grenoble*, 2013.
37. A. Bejan. *Heat Transfer. John Wiley & Sons*, 1993.
38. Incropera, F. P., DeWitt, D. P., Bergman, T. L., & Lavine, A. S. *Fundamentals of heat and mass transfer*. New York: Wiley. Vol. 6, p. 116. 1996.
39. ASTRAIN, D., VIÁN, J. G., et ALBIZUA, J. Computational model for refrigerators based on Peltier effect application. *Applied Thermal Engineering*, 2005, vol. 25, no 17-18, p. 3149-3162.
40. SUBRENAT, A., BALÉO, J. N., LE CLOIREC, P., et al. Electrical behaviour of activated carbon cloth heated by the joule effect: desorption application. *Carbon*, 2001, vol. 39, no 5, p. 707-716.
41. Amit Kumar SAHOO. "Electro-thermal Characterizations, Compact Modeling and TCAD based Device Simulations of advanced SiGe:C BiCMOS HBTs and of nanometric CMOS FET". *Thèse de doctorat université Bordeaux 1*, pp.1- 214, 2012.
42. A. Boulgheb, M. Lakhdara, N. Kherief, S. Latreche, " Analysis of Self-heating of a SiGe HBT Designed for RF Applications According to the Percentage of Germanium" *J. Nano- Electron. Phys.* 12, (2020). [https://doi.org/10.21272/jnep.12\(6\).06001](https://doi.org/10.21272/jnep.12(6).06001).



CHAPITRE III

IMPACT DU POLY-SILICIUM DE LA BASE
SUR LA RÉSISTANCE THERMIQUE ET L'AUTO -
ÉCHAUFFEMENT DU THB *SiGe*

I. Introduction

La maturité et la maîtrise des techniques mises en œuvre dans la réalisation de composants sur silicium font de ce matériau le leader sur le marché mondial de l'électronique à grand public. Néanmoins, la nécessité de fonctionner aux fréquences les plus élevées possibles pour certaines applications a mis en évidence les limitations des composants sur silicium et a débouché sur l'utilisation de semi-conducteurs alternatifs présentant des mobilités électroniques plus élevées [1,2].

L'émergence des technologies commerciales de TBH SiGe intégrées dans le secteur BiCMOS avec des fréquences des coupures (f_t) et des fréquences d'oscillations (f_{max}) supérieures à 300 GHz [3, 4], illustre la possibilité réelle d'utiliser la technologie TBH SiGe pour des applications millimétriques [5]. Des blocs récepteurs radio à 60 GHz ont récemment été mis en évidence en technologie BiCMOS 0,13 μm , avec des performances intéressantes [6].

Depuis le premier TBH SiGe 0,5 μm manufacturable démontré sur une plaquette de 200mm en 1994, les technologies Si/SiGe BiCMOS ont parcouru un parcours impressionnant pendant plus de 30ans. Plusieurs technologies Si/SiGe BiCMOS ont été introduites [7]. Les technologies les plus avancées en matière de production en série offrent aujourd'hui des nœuds CMOS 0,18 μm et 0,13 μm dans lesquels les technologies 0,13 μm conservent une base solide pour répondre avec succès à plusieurs applications. Actuellement, les nouvelles architectures de BiCMOS9MW 0.13 μm SiGe utilisent du silicium Poly cristallin dans la base extrinsèque du transistor [8, 9].

Nous exposons dans la première partie de ce chapitre, la structure du TBH SiGe intégré dans la filière BiCMOS90.13 μm en donnant dans un premier temps, un bref aperçu sur les structures « Quasi auto-alignées simple et double polysilicium » utilisées précédemment. Dans un second temps, nous présentons l'architecture double polysilicium totalement auto-alignée (*FSA* : Fully Self Aligned) avec épitaxie sélective pour la base intrinsèque (*SEG* : Selective Epitaxial Growth), ainsi les étapes de fabrication de la technologie BiCMOS9MW DPSA-SEG

En outre, dans la deuxième partie de ce chapitre nous présentons un nouveau type de classification d'architecture SiGe TBH dans lequel les architectures actuelles sont classées en fonction du flux de processus de fabrication et du niveau de position relative entre les bases intrinsèque SiGe et extrinsèque en polysilicium. Ces nouvelles architectures peuvent être divisées en trois groupes en fonction du flux de fabrication du collecteur, de la base intrinsèque, de la base extrinsèque et de l'émetteur. Deux nouvelles architectures sont proposées dans cette section. Chevauchement du haut de la Base Intrinsèque (IB) avec le bas de la Base Extrinsèque (EB) et le chevauchement du haut de la Base Intrinsèque (IB) avec le bas de la Base Extrinsèque (EB).

En revanche, nous présentons dans la troisième partie, la définition de la résistance thermique des TBH, en donnant le calcul détaillé de celle-ci suivant chaque géométrie.

Nous calculons entre autres, la résistance thermique pour les deux cas de structures considérées : Poly base en bas de la base intrinsèque, et poly base en haut de la base SiGe.

Quant à la dernière partie de ce chapitre, elle est consacrée à l'étude et l'analyse de l'impact du Poly silicium sur le phénomène d'auto-échauffement du TBH SiGe issu d'une filière BiCMOS9MW 0.13 μm , et les performances électriques selon deux positions différentes : en dessous de la base intrinsèque SiGe, et au-dessus de cette même base.

II. Structures intégrés dans la filière BiCMOS

Les composants électroniques, les technologies et les applications se développent constamment, les technologies poussant les applications à se diversifier et les applications tractant les technologies. Cette combinaison du *technologie-push* et de *l'application-pull* conduit à une véritable explosion en diversité et en performances [10].

Il existe deux principaux types d'architectures pour le transistor bipolaire : une structure dite quasi auto-alignée ou QSA ("*Quasi Self Aligned*") et une structure dite complètement auto-alignée ou FSA ("*Fully Self Aligned*").

II.1. Structure Quasi auto-alignée

II.1.2. Structure simple polysilicium Quasi auto-alignée (QSA)

La première technologie BiCMOS utilisant un transistor bipolaire avec une base en silicium germanium et un nœud CMOS 0.35 μm , possède des isolations par LOCOS (LOCAL Oxidation of Silicon), et des interconnexions métalliques réalisées en aluminium. La figure III.1 présente une vue en coupe d'un transistor correspondant à cette technologie.

Cette structure de transistor bipolaire est dite quasiment auto-alignée (QSA pour Quasi Self Aligned) car la base extrinsèque est implantée de manière auto-alignée sur le poly émetteur. Cependant, le poly émetteur n'est pas alignée par rapport à la fenêtre émetteur, il y a donc un désalignement possible entre base extrinsèque et base intrinsèque [11].

La fabrication de ce composant débute avec la réalisation des isolations par LOCOS, ainsi que la couche enterrée, le puit collecteur et le SIC. Un poly-silicium (poly-buffer) est déposé puis délimité par une gravure sèche afin qu'il n'en reste que sur l'oxyde de champ. Ce poly-silicium amorphe sert à minimiser les effets de charge induits par la présence de l'oxyde.

Vient ensuite le dépôt pleine plaque de la base en SiGe, qui a une croissance monocristalline sur les zones silicium et poly cristalline sur l'oxyde de champ et le poly-buffer. Le poly-silicium d'émetteur (poly-émetteur) est déposé, implanté et gravé pour libérer la base extrinsèque située en dessous. Enfin, des espaceurs sont réalisés sur les flancs du poly-émetteur, afin d'isoler électriquement la base de l'émetteur, et l'ensemble du transistor est siliciuré.

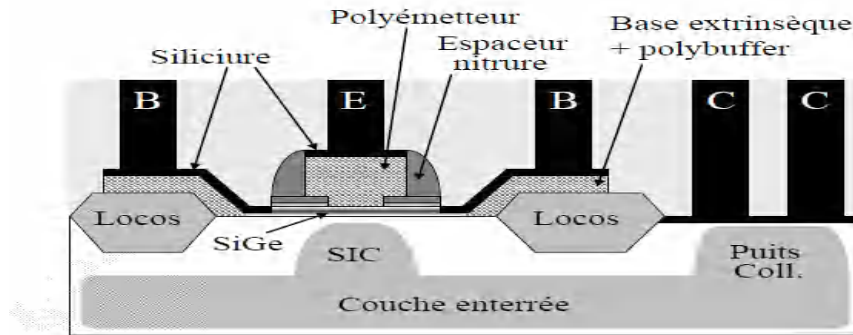


Figure III.1 : Présentation d'une structure quasi auto-alignée (QSA) à simple poly_Si [11, 12].

II.1.3. Structure double polysilicium Quasi Auto-Alignée (QSA)

Une structure à double polysilicium (d'émetteur et de base) a donc été introduite. Une vue en coupe de cette structure est présentée sur la figure III.2. L'emploi d'un polysilicium supplémentaire pour réaliser la base extrinsèque permet de supprimer la création de défauts dans le SiGe dû à l'implantation. La base SiGe est déposée par épitaxie non sélective. Elle est suivie du dépôt d'un empilement d'oxyde et de nitrure, gravé à l'intérieur de la zone active pour former la « vignette », qui va permettre de protéger la base intrinsèque lors des étapes ultérieures.

Cette technologie de transistor est plus complexe qu'une structure simple polysilicium, et a été pour la première fois intégrée dans une technologie BiCMOS 0.25 μm , le LOCOS est remplacé par des STI (Shallow Trench Isolation) afin de réduire la capacité collecteur/substrat.

Les performances obtenues avec une base SiGe atteignent 70 GHz de (f_T) pour une valeur de (f_{MAX}) de 90 GHz. C'est avec cette structure que le carbone a été introduit pour la première fois, dans la technologie BiCMOS7 RF utilisant le nœud 0.25 μm ($W_E = 0.25\mu\text{m}$) [13]. Les performances obtenues sont alors de 60 GHz de f_T pour 120 GHz de f_{MAX} . Elle a été également utilisée dans l'architecture BiCMOS9, utilisant le nœud 0.13 μm ($W_E = 0.17\mu\text{m}$). Les performances atteintes sont des fréquences f_T et f_{MAX} de l'ordre de 150 GHz, 200GHz

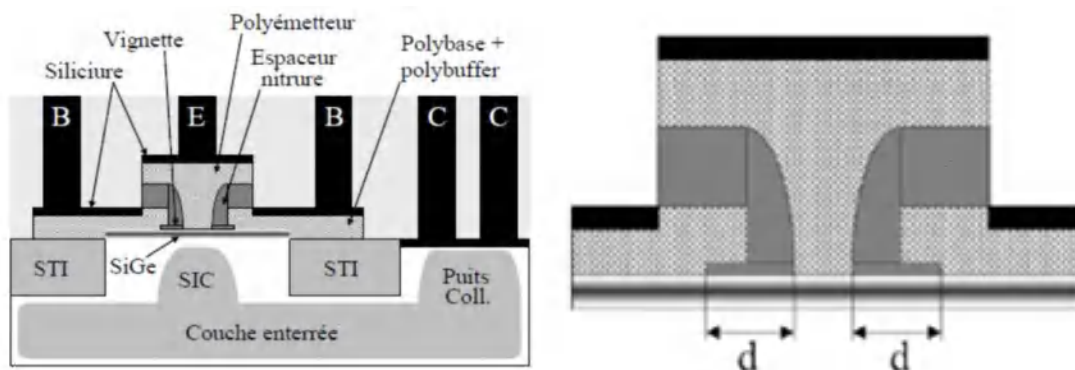


Figure III.2 a) Vue en coupe de l'architecture double polysilicium quasi auto-alignée
b) Distance d entre le bord de la fenêtre émetteur et le lien bases intrinsèque/extrinsèque sources d'un éventuel désalignement [12].

Néanmoins, l'architecture n'est pas auto-alignée du fait de l'utilisation de la vignette. Elle impose deux niveaux de photolithographie, sources d'un éventuel désalignement, pour définir la distance notée « d » sur la figure (III.2-b) entre le bord de la fenêtre émetteur et le lien entre la base intrinsèque et la base extrinsèque.

II. 1.4. Structure double polysilicium auto-alignée

La figure suivante présente le schéma de l'architecture double polysilicium totalement auto-alignée (FSA : Fully Self Aligned) (figure III.3) développée sur le nœud 0.13 μm dans l'optique d'applications à très hautes fréquences.

L'auto-alignement est réalisé autour de la fenêtre de l'émetteur par la suppression de la vignette utilisée dans les précédentes architectures. Une seule étape de photolithographie est alors nécessaire pour former la partie intrinsèque du composant. Ceci est rendu possible par l'utilisation de l'épitaxie sélective pour la base intrinsèque (SEG : Selective Epitaxial Growth).

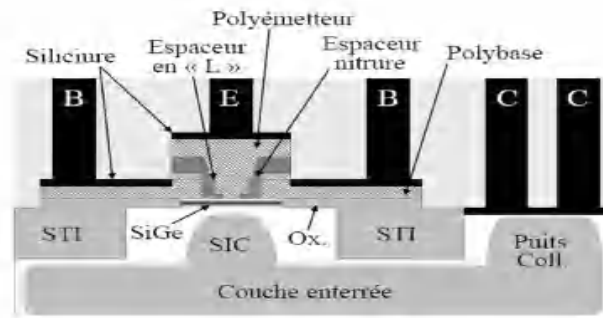


Figure. III.3. Vue en coupe d'une structure complètement auto-alignée (FSA) Par le procédé damascène. [12]

Cette architecture performante a permis d'obtenir les meilleurs résultats atteints jusqu'à présent sur les transistors au sein de STMicroelectronics. Ces performances sont de : $f_T=280$ GHz, $f_{max}=300$ GHz [14]. L'avantage de l'auto-alignement est de diminuer la distance entre l'émetteur et le contact de la base, comme indiqué dans la figure III.4. La distance émetteur/contact de base d est importante dans le cas d'une structure quasi auto-alignée (a – QSA) car le débordement de la vignette est important. Dans le cas d'une structure complètement auto-alignée (b – FSA), les vignettes ont disparu, donc le contact de base est fortement rapproché.

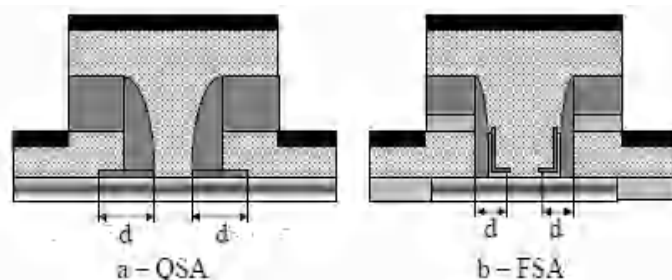


Figure III. 4 Réduction de la distance émetteur/contact de base (d) induite par l'auto-alignement [12].

II.2. Description de la technologie BiCMOS9MW DPSA-SEG

L'évolution de la microélectronique vise toujours la réduction des dimensions des composants réalisés mais également leurs architectures. Ainsi, cette course vers la miniaturisation a fait également évoluer les types d'isolation entre les composants formant une puce. En effet, si l'isolation par LOCOS (Local Oxidation of Silicon) était indétrônable pour les nœuds technologiques 0.35 μ m et les nœuds supérieurs, ce type d'isolation à rencontrer de sérieux problèmes pour les technologies suivantes. Ainsi et à partir du nœud technologique (0,25 μ m), les LOCOS ont été progressivement remplacés par des tranchées d'isolation superficielles et profondes (STI : 'Shallow Trench Isolation' et DTI : 'Deep Trench Isolation') plus performantes et beaucoup moins onéreuses que les nombreuses adaptations nécessaires des LOCOS [15].

Bien que ces tranchées STI et DTI présentent d'excellentes performances pour isoler le composant, elles présentent un inconvénient majeur, dont il faut en tenir compte. Il s'agit de l'élévation de température dans le dispositif par le phénomène d'auto-échauffement et ses conséquences sur les caractéristiques électriques et thermiques. Il est alors important d'en tenir compte lors de l'analyse de ces composants et de trouver des solutions viables pour réduire cette élévation de température.

L'architecture utilisée pour la conception du transistor bipolaire en BiCMOS9MW est une structure auto-alignée par épitaxie de la base. Dans la littérature, on y fait référence par l'acronyme anglais DPSA-SEG (Double Polysilicium, Self Aligned by Selective Epitaxial Growth) qui signifie architecture double polysilicium, auto-alignée par épitaxie sélective de la base.

Les principaux éléments de cette architecture sont ;

- Les tranchées d'isolation superficielles STI (Shallow Trench Isolation) permettent comme leur nom l'indique d'isoler électriquement la zone active du transistor, tandis que les tranchées profondes DTI (Deep Trench Isolation) isolent le transistor du reste de son environnement sur plaque. Elles permettent ainsi de réduire l'encombrement de chaque dispositif et la capacité collecteur/substrat respectivement.
- Le module collecteur est constitué d'une implantation localisée appelée SIC (Selectively Implanted Collector), d'une couche enterrée fortement dopée et d'un puit collecteur qui permet la connexion entre la couche enterrée et le contact métallique.
- Le module émetteur-base est constitué d'une part d'une base extrinsèque en polysilicium –le polybase- déposée sur l'oxyde piédestal et d'une base intrinsèque Si/SiGe : monocristalline ; et d'autre part d'un polyémetteur polycristallin. Les espaceurs internes permettent de réduire la largeur de la fenêtre émetteur au-delà des capacités de la photolithographie d'une part, et d'isoler la base extrinsèque de l'émetteur d'autre part.

- Chacune des zones de contact est préalablement siliciurée pour réduire la résistance de contact. Les lettres E, B, C désignent respectivement les contacts émetteurs, base et collecteur.

L'architecture double poly-FSA, ainsi qu'une image MET d'un transistor bipolaire sont décrites par la (figure III.5 et III. 6) [16].

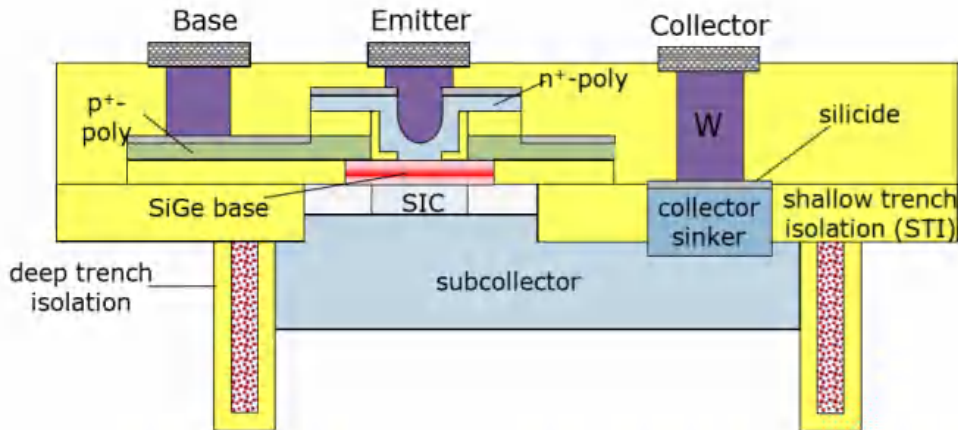


Figure. III.5 : Présentation d'une structure intégrée dans la filière BiCMOS9MW [16].

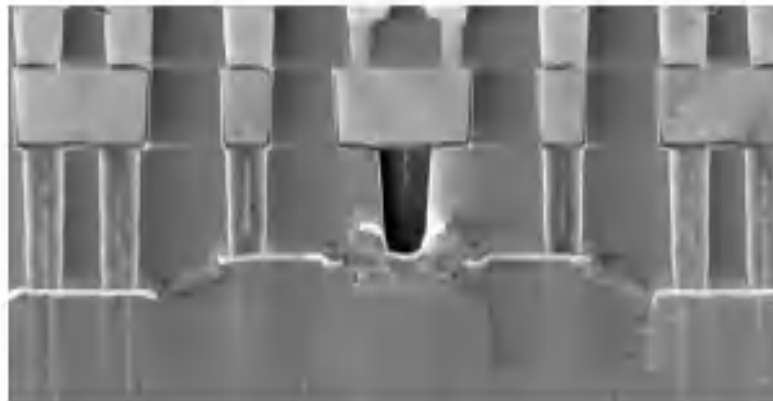


Figure. III.6 Coupe par TEM Microscope électronique à Transmission d'un TBH SiGe intégré dans la filière BiCMOS9MW [16].

II.3. Les étapes de fabrication du TBH SiGe BiCMOS9MW

L'utilisation des étapes déjà existantes dans le procédé de fabrication des dispositifs de base de la technologie (TBH rapide, transistors MOS) est donc fortement préconisée. Vu les considérations prises en compte, le schéma d'intégration ci-dessous permet la fabrication TBH en utilisant zéro ou un masque en plus du procédé de fabrication du TBH moyenne tension figure III.7.

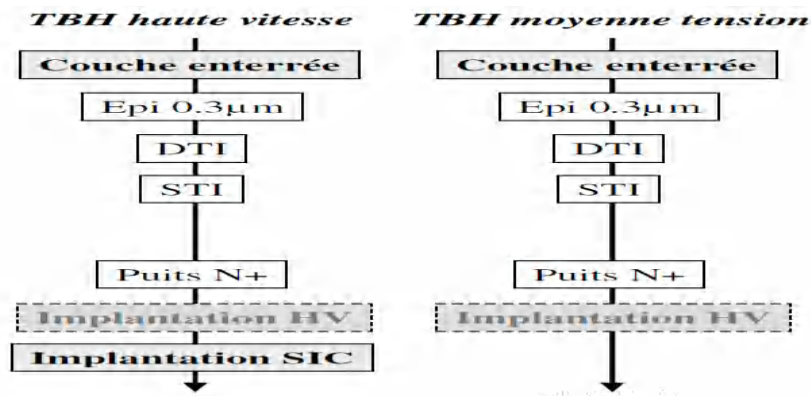


Figure.III.7. Schéma d'intégration des modules collecteur SIC d'un TBH de la filière BiCMOS9MW.

La fabrication des TBH de la technologie BiCMOS9MW commence par la réalisation de la couche enterrée. Ceci est fait à l'aide d'un masque (N buried). Le procédé se poursuit par l'épitanie de collecteur d'épaisseur 0.3µm, puis la réalisation des tranchées d'isolation DTI et STI. Ces opérations sont communes aux deux dispositifs.

La grande majorité des technologies bipolaires et BiCMOS utilisent les isolations en tranchée pour fournir une isolation électrique des transistors bipolaires dans les circuits intégrés modernes [5, 6].

En effet, les STI (pour Shallow Trench Isolation) ont été une véritable rupture technologique de l'isolation entre transistors. Elles consistent en une tranchée latérale séparant tous les transistors entre eux, remplie par un film de SiO₂. Elles ont pu être mises en place notamment grâce à la maîtrise de la technique de polissage mécano- chimique CMP (Chemical and Mechanical Polishing). L'intégration des STI (aussi appelée « brique STI ») intervient au début du processus de fabrication des circuits intégrés. Les STI sont donc des tranchées d'isolation superficielles ou peu profondes pour l'isolation de la zone active du transistor bipolaire par rapport à la prise collecteur. En particulier, ce sont des tranchées d'isolation permettant comme leur nom l'indique d'isoler électriquement la zone active du transistor.

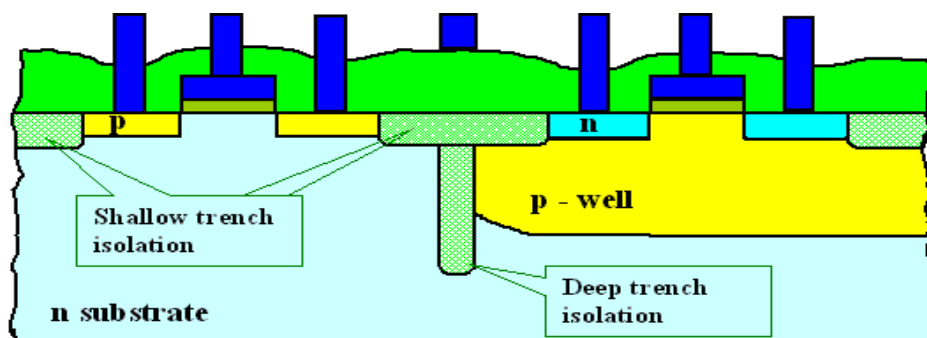


Figure.III.8. Schéma représentant les tranchées d'isolations STI et DTI.

En outre, les tranchées d'isolement profondes (DTI) sont des tranchées qui isolent, dans le volume, les transistors du reste de leur environnement sur plaque. Elles permettent ainsi de réduire l'encombrement de chaque dispositif et la capacité collecteur/substrat

respectivement. Cette capacité intervient dans le calcul de la fréquence d'oscillation des transistors bipolaires [7].

Les tranchées d'isolement profondes (DTI) entourent les transistors bipolaires et elles sont remplies de matériau électriquement isolant. Dans les circuits en Silicium, qui est de loin le matériau le plus utilisé dans l'industrie microélectronique, le matériau utilisé comme isolant est généralement de l'oxyde de silicium (SiO_2).

L'implantation des puits de collecteur N^+ . Cette opération est réalisée avec un niveau de photolithographie nécessaire à la fabrication du MOS, l'utilisation donc de masque disponible afin de réaliser l'implantation (Sink) dans la même façon pour les deux TBH de la technologie. L'implantation spécifique du collecteur du TBH, cette implantation peut être réalisée en utilisant le masque (BipOpen) (figure III.9°).

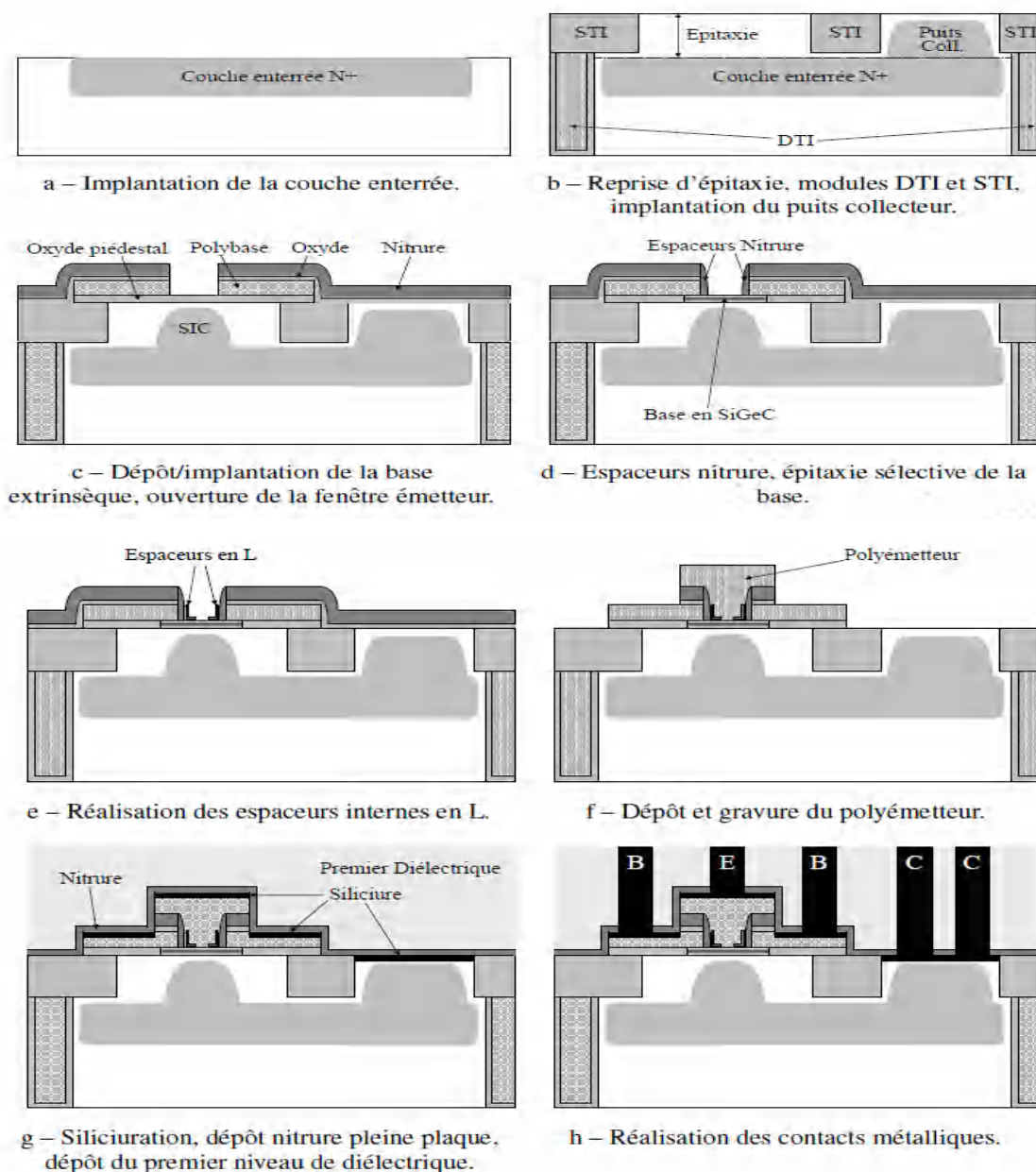


Figure. III.9 : Étapes de fabrication d'un TBH SiGe intégré en technologie BiCMOS [17].

II. 4. Classification des TBH SiGe dans la filière BiCMOS9MW selon le processus de fabrication

De toute évidence, l'architecture SiGe TBH est un élément central de l'amélioration des performances f_{max} . Au cours de la dernière décennie, plusieurs fondateurs ont trouvé des solutions afin de développer une nouvelle architecture SiGe TBH et d'améliorer leurs performances électriques. Par exemple, IBM est passé de l'architecture de base extrinsèque [18] à l'architecture de base extrinsèque surélevée [19] en 2014.

En revanche, IMEC est passée de l'utilisation de l'architecture mono quasi auto-alignée [20], à l'architecture double quasi auto-alignée [21]. Bien que l'IHP ait réuni des données exceptionnelles en matière de performances électriques f_{max} à 570 GHz avec l'architecture EEB. Ils tentent d'améliorer encore les performances de la fréquence maximale d'oscillation en utilisant l'architecture EBL [22].

Chez STMicroelectronics (ST), l'architecture quasi-auto-alignée à double polysilicium de BiCMOS9 [23] a été remplacée par la DPSA-SEG classique de BiCMOS9MW [24]. Cette architecture présente des performances de pointe de 320 GHz f_r et de 370 GHz.

Le préalable des travaux de conception d'une nouvelle architecture de TBH SiGe BiCMOS, a incité les grandes firmes tel que, IBM, ST, IFX, HITACHI, Freescale, TowerJazz et IHP a proposé une classification originale de la fabrication des TBH SiGe en 3 groupes en fonction des étapes de fabrication de l'épitaxie de SiGe de la base intrinsèque (IB), de la base extrinsèque (EB) et de l'émetteur (voir la figure.III.10).

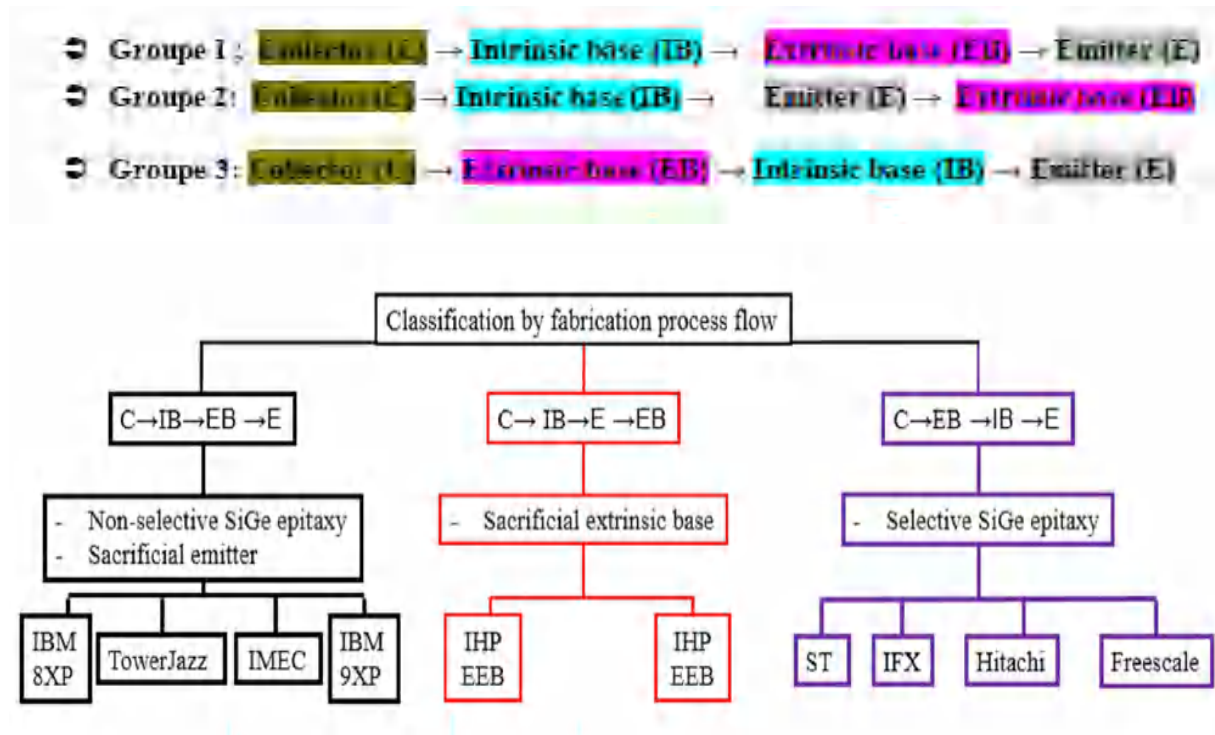


Figure.III.10. Classification des procédés technologiques des grands fabricants de HBT SiGe.

[23]

Du point de vue de la connexion géométrique, nous réalisons que la position relative entre le niveau de **Base Extrinsèque** (EBL) et le niveau de **Base Intrinsèque** (IBL) peut être classée en 3 catégories (figure III.11) :

- ↪ Contacts EBL avec IBL par une interface latérale (figure III.11.a) :
- ↪ La face inférieure de la EBL chevauche la face supérieure de la IBL (figure III.11.b) :
- ↪ La face supérieure de la EBL chevauche la face inférieure de la IBL (figure III.11.c) :

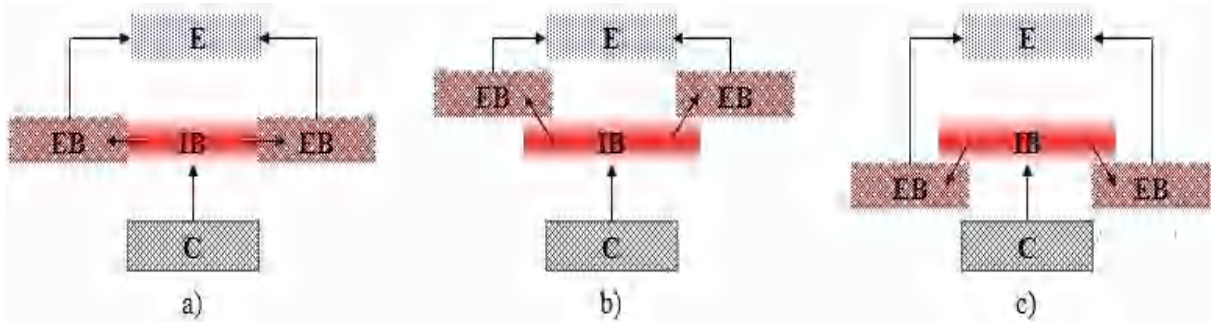


Figure III.11 *Processus de fabrication suivant le flux de C-IB-EB-E.*
a) *Liaison de base latérale, b) le fond de la EBL se chevauche le haut de l'IBL et*
c) *le bas de l'IBL chevauche le haut de l'EBL.*

Cette classification a mis en avant le fait que la technologie IHP a un procédé de fabrication unique : ces performances record sont obtenues en construisant le transistor intrinsèque en premier, suivi de la base extrinsèque crue de manière monocristalline.

Ainsi la performance d'IHP n'est pas seulement due à une optimisation des profils de dopage, à une mise à l'échelle de la géométrie et une optimisation des éléments parasites mais à une vraie refonte de l'architecture du composant. Un des points clés pour améliorer les performances de ces composants concerne la jonction base intrinsèque et base extrinsèque.

En effet, il est nécessaire de fortement réduire la résistance d'accès de la base en contrôlant au mieux l'interface entre les zones de base extrinsèque et intrinsèque tout en limitant au mieux les effets capacitifs. Pour atteindre cet objectif, l'ordre des étapes est critique et nous pouvons noter que fondeur IHP, la base extrinsèque monocristalline est réalisée en dernière étape.

En comparaison de l'architecture DPSA-SEG de STMicroelectronics, les structures EBL et EEB permettent une réduction des résistances normalisées de la base et de l'émetteur $(R_B + R_E) \times L_E$ de 47% et 65% respectivement.

II.5. Série de l'architecture flux (C-IB-E-EB) BiCMOS9 0.13 μ m

Evidemment, le type des architectures [C-IB-E-EB] permet d'atteindre les meilleures performances f_{max} dans les technologies Si/SiGe BiCMOS à l'heure actuelle. Par conséquent, nous approfondissons l'investigation de ces types des architectures.

Deux nouvelles architectures sont proposées dans cette section.

- Chevauchement du haut de la Base Intrinsèque avec le bas de la Base Extrinsèque
- Chevauchement du haut de la Base Intrinsèque avec le bas de la Base Extrinsèque.

II.5.1. Chevauchement du haut de la Base Intrinsèque avec le bas de la Base Extrinsèque

Pour l'architecture de la figure (III.12), il faut noter que la poly-base déposée après le dépôt d'oxyde de piédestal dans l'architecture DPSA-SEG est remplacée par une couche sacrificielle de nitrure. Cette couche sera supprimée après la structuration de l'émetteur. Ensuite, la base extrinsèque et la liaison de base sont formées par la combinaison du silicium d'épitaxie sélective et de la croissance épitaxiale non sélective de silicium dopé au bore. Cette formation de base extrinsèque est similaire à celle appliquée dans l'architecture EBL [23] à l'IHP.

Le lien à base de silicium monocristallin obtenu par épitaxie sélective de silicium peut réduire la résistance de base extrinsèque (R_{BX}), d'où améliorer les performances de la fréquence f_{max} . Cependant, ce type de formation de base extrinsèque s'accompagne de la complexité de la fabrication car, nous avons besoin d'un traitement plus spécifique pour éliminer le poly silicium p^+ recouvrant l'émetteur et les régions STI qui se forment lors de la croissance épitaxiale non sélective du silicium dopé au bore.

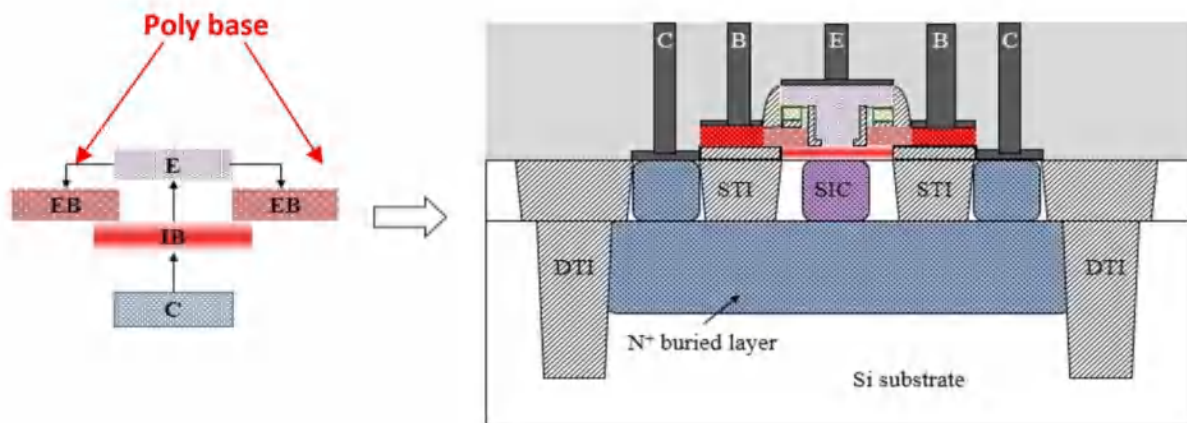


Figure.III.12 Architecture TBH SiGe 0.13µm : architecture entièrement auto-alignée avec le haut de l'IBL chevauche le bas de l'EBL. [25]

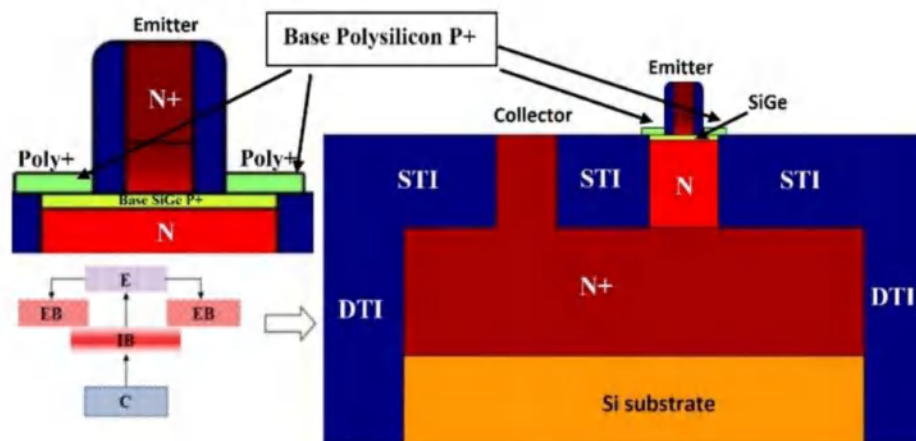


Figure.III.13. Structure schématisée par COMSOL d'un TBH SiGe 0.13µm : entièrement auto-alignée avec le haut de l'IBL chevauche avec le bas de l'EBL. [26]

II.5.2. Chevauchement du bas de la Base Intrinsèque avec le haut Base Extrinsèque

L'architecture conventionnelle DPSA-SEG est le représentant le plus connu de la structure [C-EB-IB-E]. Celui-ci utilise le lien de base vertical comportant le chevauchement du haut de l'IBL avec le bas de l'EBL et des architectures associant des liens de base verticaux et latéraux. La figure (III.14) montre une structure entièrement auto-alignée présentant le chevauchement du bas de la Base Intrinsèque l'IBL avec le haut Base Extrinsèque de l'EBL. Le processus de fabrication commence avec le module collecteur implanté. Elle se poursuit par le dépôt d'empilements couche d'oxyde/poly-base p+/oxyde sacrificiel/couche de nitrure. Une fenêtre d'émetteur est gravée à travers ces couches, s'arrêtant sur le substrat de silicium.

Des parois latérales en nitrure sont formées à l'intérieur de la fenêtre d'émetteur pour protéger le poly base p⁺ puis le collecteur intrinsèque est formé par épitaxie sélective de silicium et collecteur de silicium dopé. Ensuite, l'empilement SiGe/Si est développé sélectivement à l'intérieur de la cavité qui est formée par des étapes spécifiques comprenant

1. L'élimination de la paroi latérale en nitrure et
2. La gravure humide de la couche d'oxyde. Le reste du processus de fabrication est similaire à ceux de l'architecture DPSA-SEG.

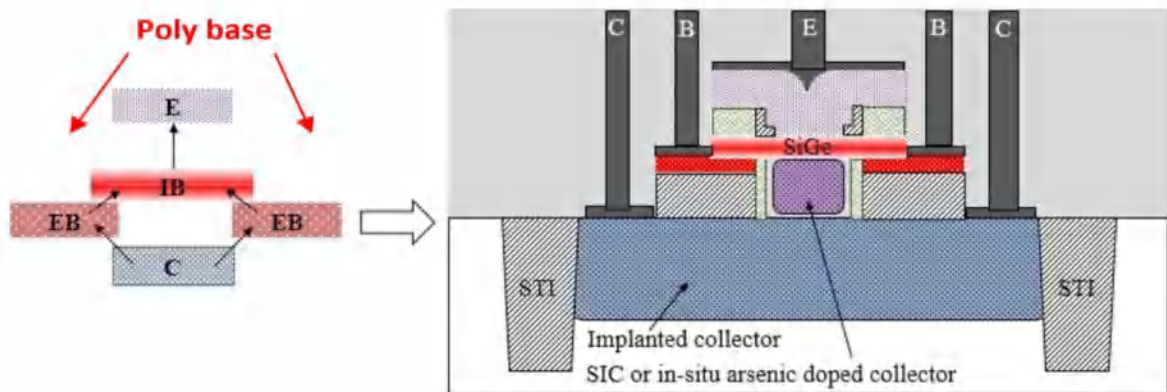


Figure.III.14. Architecture TBH SiGe 0.13µm : structure entièrement auto-alignée comportant le chevauchement du bas de l'IBL avec le haut de l'EBL.

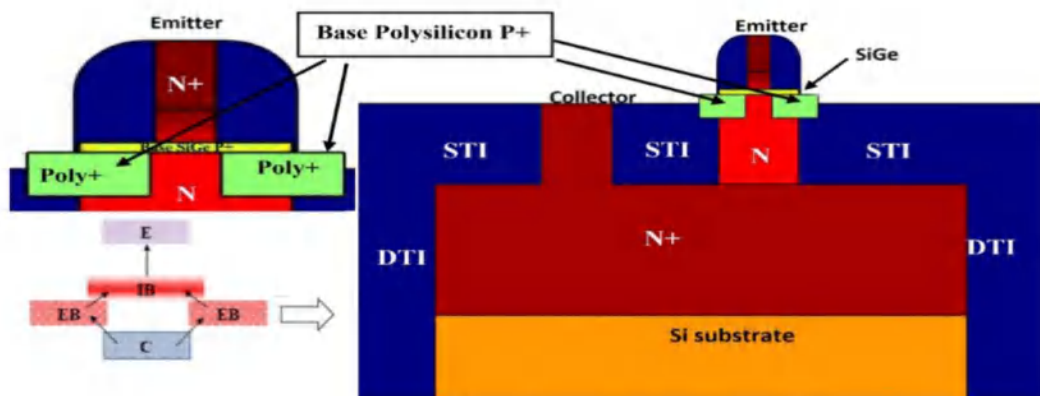


Figure.III.15. Structure schématisée par COMSOL d'un TBH SiGe 0.13µm : entièrement auto-alignée avec le bas de l'IBL chevauche avec le haut de l'EBL. [26]

III. Définition de la résistance thermique dans TBH SiGe

La résistance thermique est définie comme étant le rapport de l'augmentation de température pour une puissance donnée. Elle quantifie la capacité des dissipateurs à évacuer la chaleur et permet ainsi de les comparer. Plus la résistance thermique est faible, plus l'augmentation de température attendue est faible et « meilleure ».

La résistance thermique est donnée en K/W (kelvin/Watt). Les dissipateurs de chaleur et les semi-conducteurs forment une unité fonctionnelle pouvant être représentée sous forme d'un circuit d'équivalence thermique, qui peut être représentée de manière analogue à la loi d'Ohm.

III.1. Mesure de la résistance thermique

La mesure de la résistance thermique (R_{th}) séparant le transistor du thermostat placé sur la face arrière du substrat met à profit la possibilité de commander les deux jonctions du transistor indépendamment l'une de l'autre. En effet en utilisant d'une part la jonction émetteur - base comme sonde de la température (T_E) de l'émetteur et d'autre part la jonction base - collecteur comme source réglable de la puissance (P_{diss}) dissipée dans le transistor, il est possible de déterminer la résistance thermique (R_{th}) définie par : [27, 28]

$$R_{th} = \frac{T_E - T_0}{P_{diss}} \quad (III.1)$$

Où T_0 est la température du thermostat.

III.2. Puissance dissipée dans le transistor

La puissance dissipée dans le transistor en fonctionnement normal correspond au bilan des échanges d'énergies entre les porteurs véhiculant les différents courants et le réseau cristallin. Ces échanges se font par émission et absorption de phonons. La puissance totale dissipée dans le transistor en régime de fonctionnement normal s'écrit : [29]

$$P_{diss} = I_C V_{CE} + I_B V_{BE} \quad (III.2)$$

(I_C et I_B) les courants de base et le collecteur, (V_{CE} et V_{BE}) les tensions (collecteur/émetteur) et (Base /émetteur).

III.3. Coupe schématique de TBH SiGe et les formes adoptées de la résistance thermique

Comme il y a des tranchées des oxydes profonds dans le transistor considéré (Figure.III.16), on peut considérer dore et déjà que ces tranchées se comportent comme des isolants thermiques car la conductivité de l'oxyde de silicium est bien inférieure à celle du silicium (0,014 contre 1,48 W/cm. K à 300 K).

De plus, le flux de chaleur peut être estimé comme uniformément confiné dans un cône à 45°. Cependant, nous introduisons un élément externe (R_{th}) comme paramètre approprié pour tenir compte de la dissipation vers le haut (câblage métallique pour les interconnexions).

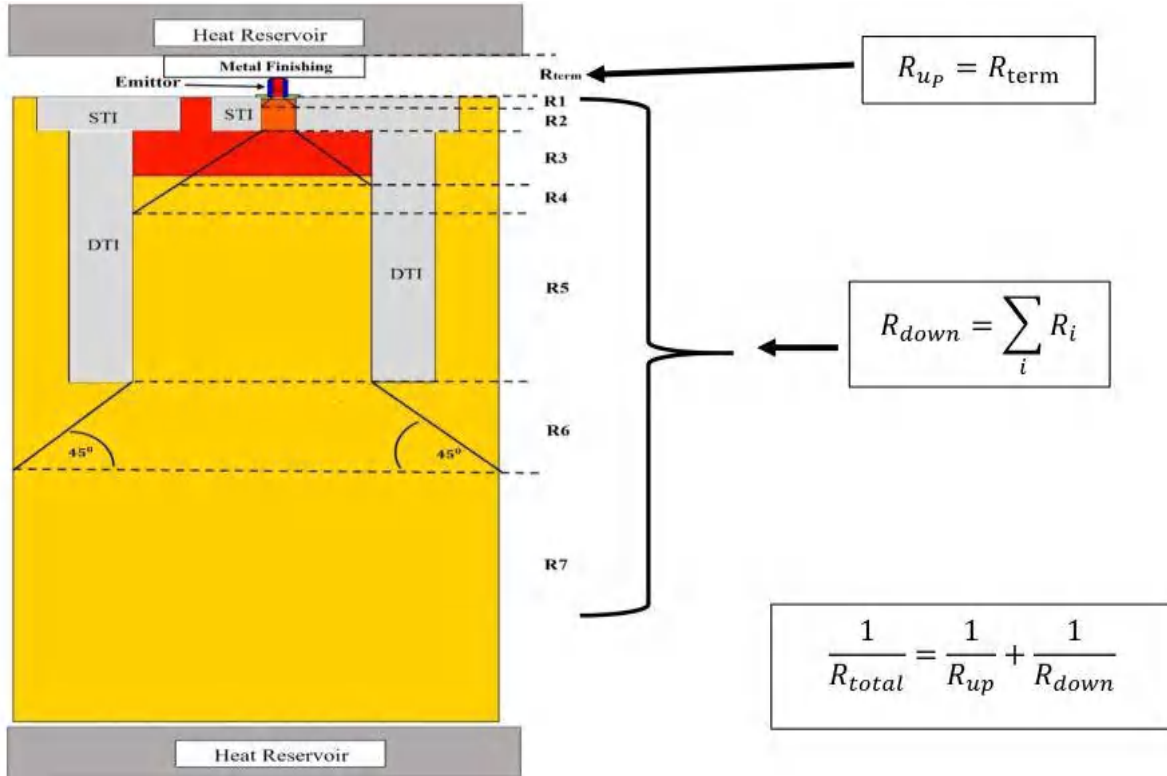


Figure.III.16 Coupe schématique du TBH SiGe et calcul de la résistance thermique globale [26, 30].

- R_{up} (R_{term}) présente la résistance thermique d'émetteur (la résistance thermique de la partie supérieure du composant)
- R_{down} la résistance thermique de la partie inférieure du composant, qui est symbolisé par R_{down} ($\sum R_i$).

La résistance thermique peut être déterminée selon [31, 32]

$$R_{th} = \sum_i R_{th,i} = \sum_i \frac{dt}{k_i A_i} \cong \int \frac{1}{k(z)A(z)} d(z) \quad (III.3)$$

L'approche la plus largement adoptée consiste à résoudre l'équation thermique de Laplace (III. 3) avec des conditions aux limites appropriées, telles que développées par Joy et Schlig [33].

III.4. Les formes adoptées de la résistance thermique

La chaleur diffuse dans les matériaux et adopte un principe similaire à la diffusion de la lumière dans un milieu sombre, où la lumière est dispersée de manière aléatoire dans le

milieu. La lumière peut être captée à l'aide de réflecteurs pour être plus focalisée afin de mieux contrôler sa diffusion au centre.

Dans le cas, lors de la dispersion de la chaleur dans le matériau, on peut rencontrer des matériaux résistant à la chaleur qui gêne sa propagation, elle l'inverse et peut-être à l'origine de l'augmentation de sa concentration, comme dans l'oxyde des tranchées d'isolations profonds et peu profonds (STI et DTI) [34].

Ces tranchées d'isolations prennent le statut d'isolant électrique du reste des autres composants fabriqués sur la même puce de silicium, Néanmoins cela a un effet négatif, qui est l'effet d'isoler la chaleur et de l'augmenter à l'intérieur du TBH SiGe.

III.4.1. La résistance thermique en forme de cube

La résistance thermique prend la forme d'un cube dans le cas d'une isolation sur les côtés droit et gauche de l'oxyde de silicium (STI et DTI), ce qui lui permet de s'étaler vers (le bas, et le haut) et de prendre la forme d'un cube comme indiqué sur la figure (III.17).

La résistance thermique, peut être calculée par l'équation (III. 4) avec des volumes réguliers. [35, 36]

$$R_{th} = \sum_i \frac{Z_i}{k_i \cdot A_i} \quad (\text{III. 4})$$

Ou A_i (m^2) la surface (x.y), k_i (W/(m·K)) la conductivité thermique et Z_i (m) la profondeur.

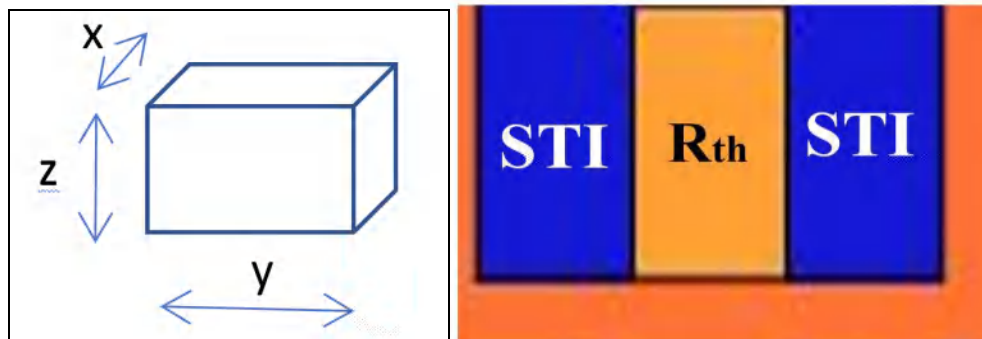


Figure.III.17. La résistance thermique en forme de cube.

III.4.2. La résistance thermique en forme de rectangle en biseau

La résistance thermique prend la forme d'un rectangle en biseau, avec un angle de (45°) sur les côtés droit et gauche, à la fin de la résistance thermique il est inversé et isolé avec de l'oxyde de silicium (STI et DTI), ce qui lui permet de s'étaler vers bas et de prendre la forme d'un (rectangle en biseau),

Les dimensions de la base (x, y) du rectangle (biseau) ajouté à une valeur (2xz) pour chaque côté (x+2z) et (y+2z), comme indiqué sur la figure (III.18).

La résistance thermique peut être calculé par la loi (III. 5) avec des volumes irréguliers. [35, 36]

$$R_{th} = \sum_i R_{th,i} = \sum_i \frac{dt}{k_i A_i} \cong \int \frac{1}{k(z)A(z)} d(z) = \frac{1}{k(x-y)} \left[\ln\left(\frac{y+2z}{y}\right) - \ln\left(\frac{x+2z}{x}\right) \right] \quad (III.5)$$

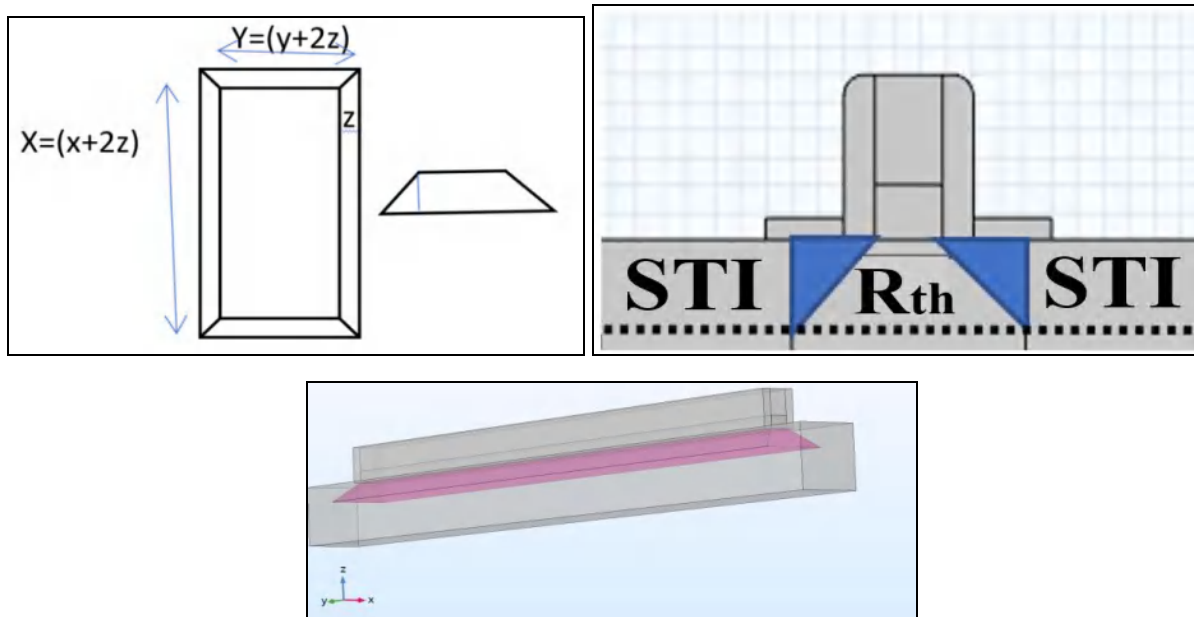


Figure.III.18 La résistance thermique en forme de rectangle, en biseau.

III.4.3. La résistance thermique en forme de Trapézoïde

La résistance thermique prend la forme trapézoïdale, dans le cas d'une isolation sur les côtés droit ou gauche avec de l'oxyde de silicium (STI et DTI), ce qui lui permet de s'étaler vers le bas et le côté (droit ou gauche) non isolé avec un angle de (45).

Les dimensions de la base suivant l'axe (x, y) du trapézoïde ajoutent une valeur suivant l'axe (z)

(x+z) et (y+z), comme indiqué sur la figure (III.19)

La résistance thermique peut être calculée par la loi (III.6) avec des volumes irréguliers : [34, 35]

$$R_{th} = \sum_i R_{th,i} = \sum_i \frac{dt}{k_i A_i} \cong \int \frac{1}{k(z)A(z)} d(z) = \frac{1}{k(x-y)} \left[\ln\left(\frac{y+z}{y}\right) - \ln\left(\frac{x+z}{x}\right) \right] \quad (III.6)$$

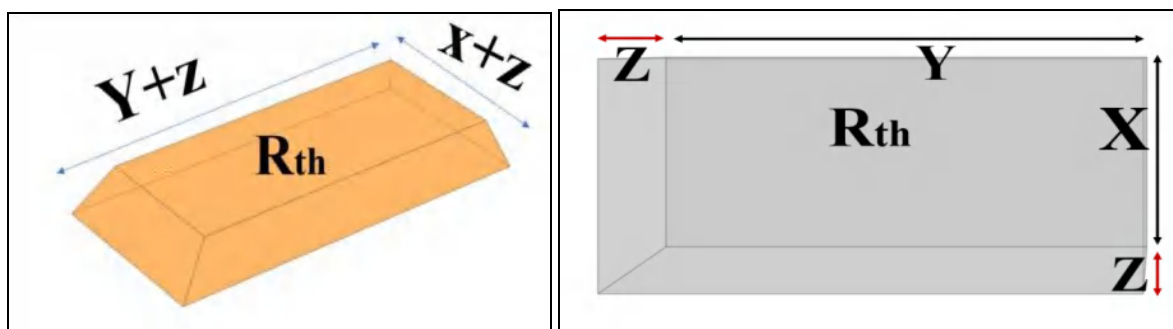




Figure.III.19. La résistance thermique en forme de Trapézoïde.

III.5. Calcul de la résistance thermique d'un TBH SiGe 0,13 μ m

Nous avons déterminé la résistance thermique d'un TBH SiGe 0.13 μ m intégré dans une filière BiCMOS9MW, pour les deux cas de la base extrinsèque.

- Le premier cas, où la base de Poly silicium extrinsèque (EB), est situé au-dessus de la surface supérieure de la base intrinsèque de SiGe (IB).
- Le second cas est celui où, la base de Poly silicium extrinsèque (EB) se situe au-dessous de la surface inférieure de la base intrinsèque (IB) de SiGe.

A partir des dimensions de la base et l'émetteur,

- Les dimensions de l'émetteur ($X=0,13 \mu\text{m}$, $Y= 3,6 \mu\text{m}$, $Z= 0,3 \mu\text{m}$).
- -Les dimensions de la base ($X=0,45 \mu\text{m}$, $Y= 5 \mu\text{m}$, $Z= 0,53 \mu\text{m}$)

Nous avons calculé la résistance thermique du TBH SiGe schématisé par la figure (III.20)

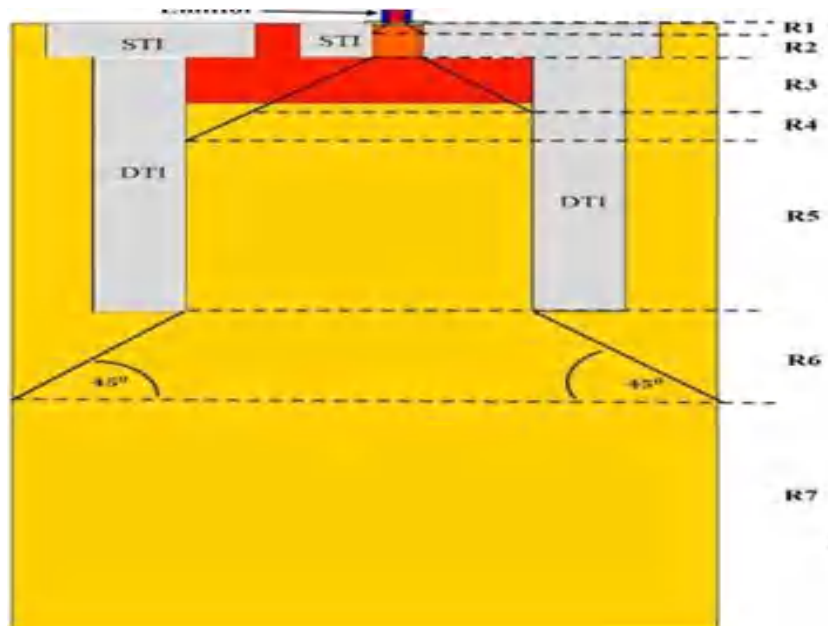


Figure III.20. Coupe schématisique du TBH SiGe et calcul de la résistance thermique globale.

• La résistance thermique R_1

$X= 130\text{nm}$, $Y=3600\text{nm}$, $Z=157,5941\text{nm}$

$$R1 = \frac{1}{k(x-y)} \left[\ln\left(\frac{y+2z}{y}\right) - \ln\left(\frac{x+2z}{x}\right) \right]$$

$$R1 = \frac{1}{140(3600-130)10^{-9}} \left[\ln\left(\frac{130+315,1882}{130}\right) - \ln\left(\frac{3600+315,1882}{3600}\right) \right]$$

$$R1=2361,122 \left[\frac{K}{W} \right].$$

• **La résistance thermique R_2**

$$X= 450 \text{ nm}, Y=3915,2 \text{ nm}, Z=397,4975 \text{ nm}$$

$$R2 = \frac{Z}{k(A)} = \frac{Z}{k(x*y)}$$

$$R2 = \frac{(397,4975) * 10^{-9}}{140(3915,2 * 540) 10^{-18}}$$

$$R2 = 1611,535 \left[\frac{K}{W} \right]$$

• **La résistance thermique R_3**

$$X= 450 \text{ nm}, Y=3915,2 \text{ nm}, Z=1111,4125 \text{ nm}$$

$$R3 = \frac{1}{k(x-y)} \left[\ln \left(\frac{y+2z}{y} \right) - \ln \left(\frac{x+2z}{x} \right) \right]$$

$$R3 = \frac{1}{140(3915,2 - 450) 10^{-9}} \left[\ln \left(\frac{450 + 2222,825}{450} \right) - \ln \left(\frac{3915,2 + 2222,825}{3915,2} \right) \right]$$

$$R3 = 2745,682 \left[\frac{K}{W} \right]$$

• **La résistance thermique R_4**

$$X= 2670 \text{ nm}, Y=5000 \text{ nm}, Z=666,045 \text{ nm}$$

$$R4 = \frac{1}{k(x-y)} \left[\ln \left(\frac{y+z}{y} \right) - \ln \left(\frac{x+z}{x} \right) \right]$$

$$R4 = \frac{1}{140(5000 - 2670) 10^{-9}} \left[\ln \left(\frac{2670 + 666,045}{2670} \right) - \ln(1) \right]$$

$$R4 = 682,733 \left[\frac{K}{W} \right]$$

• **La résistance thermique R_5**

$$X= 3336,045 \text{ nm}, Y=5000 \text{ nm}, Z=3802,92 \text{ nm}$$

$$R5 = \frac{Z}{k(A)} = \frac{Z}{k(x*y)}$$

$$R5 = \frac{(3802,92) * 10^{-9}}{140(5000 * 3336,045) 10^{-18}}$$

$$R5 = 1628,498 \left[\frac{K}{W} \right]$$

• **La résistance thermique R_6**

X= 150 nm, Y=3600 nm, Z=455,8975 nm

$$R_6 = \frac{1}{k(x-y)} \left[\ln\left(\frac{y+2z}{y}\right) - \ln\left(\frac{x+2z}{x}\right) \right]$$

$$R_6 = \frac{1}{140(5000-3336,045)10^{-9}} \left[\ln\left(\frac{3336,045+911,795}{3336,045}\right) - \ln(1) \right]$$

$$R_6 = 1037,221 \left[\frac{K}{W} \right]$$

• **La résistance thermique R_7**

X= 4247,84 nm, Y=5000nm, Z=3530,858nm

$$R_7 = \frac{Z}{k(A)} = \frac{Z}{k(x*y)} = \frac{(3530,858)*10^{-9}}{140(5000*4247,84)10^{-18}} = 1184,446 \left[\frac{K}{W} \right].$$

III.6. Calcul de la résistance thermique (R_1) dans les deux positions

La figure (III.21) illustre le calcul de la résistance thermique (R_1). Dans le cas où la Poly/base est inférieure à la base intrinsèque SiGe (BI), la résistance thermique correspond à celle du silicium. La résistance thermique R_1 totale dans le cas de Poly-base sous le SiGe (Fig.III.21. a) est calculée selon le modèle : [37, 38].

R_1 égale 2361,122 [K/W].

En revanche, si la base poly est au-dessus de la base intrinsèque SiGe, la résistance thermique correspond à la résistance du poly silicium et du silicium (Fig.III.21. b). Ceci explique l'augmentation de cette dernière, puisque la base poly se situe au sommet de la base intrinsèque.

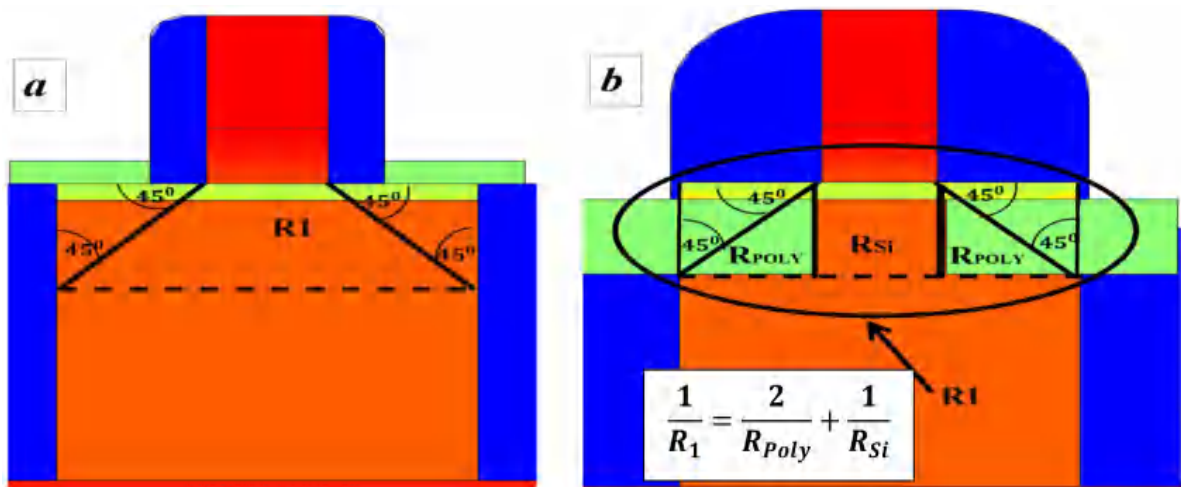


Figure.III.21. La résistance thermique R_1 , a) Cas où le poly/base est au-dessus de la base intrinsèque SiGe. b) Cas où la base poly est en dessous de la base intrinsèque SiGe. [26]

Dans le cas de poly-base au-dessous de base SiGe. Nous avons trois résistances thermiques en parallèle comme présente la figure (III.22).

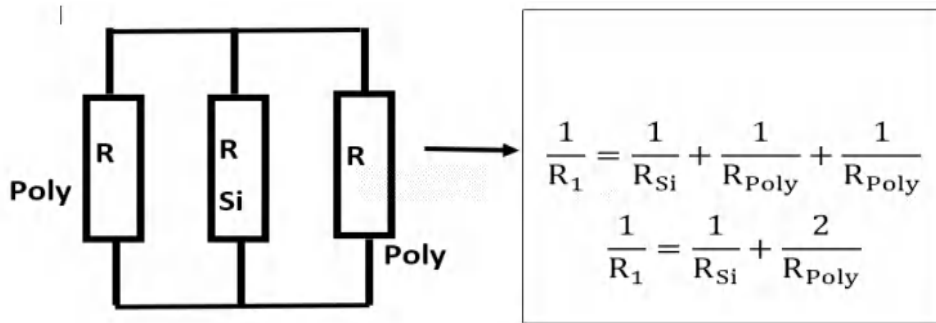


Figure.III.22. La résistance thermique R_1 , cas où la base poly est en dessous de la base intrinsèque SiGe. [26]

Deux résistances (R_{poly}) pour la poly-base (gauche et droite) et l'autre R_{si} pour le silicium au milieu de la base, La résistance thermique $R_1(Si)$

$$X= 130 \text{ nm}, Y=3600 \text{ nm}, Z=157,5941 \text{ nm}$$

$$R_1(Si) = \frac{Z}{k(A)} = \frac{Z}{k(x*y)}$$

$$R_1(Si) = \frac{(157,5941)*10^{-9}}{140(3600*130)10^{-18}}$$

$$R_1(Si) = 2405,282 \left[\frac{K}{W} \right]$$

• La résistance thermique R_1 (Polysilicium)

$$X= 150 \text{ nm}, Y=3600 \text{ nm}, Z=160 \text{ nm}$$

$$R_1(Poly) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{k(x-y)} \left[\ln \left(\frac{y+2z}{y} \right) - \ln \left(\frac{x+2z}{x} \right) \right] \right)$$

$$R_1(Poly) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{136(3600-1)10^{-9}} \left[\ln \left(\frac{320+1}{1} \right) - \ln \left(\frac{3600+320}{3600} \right) \right] \right)$$

$$R_1(Poly) = 5856,2377 \left[\frac{K}{W} \right].$$

• La résistance thermique total (Si /Poly) R_{1tot}

$$R_1(tot) = \frac{R_1(Si)*R_1(Poly)}{R_1(Poly)+2*R_1(Si)} = \frac{2405,282 \left[\frac{K}{W} \right] * 5856,2377 \left[\frac{K}{W} \right]}{5856,2377 \left[\frac{K}{W} \right] + 2*(2405,282 \left[\frac{K}{W} \right])} = 1320,534 \left[\frac{K}{W} \right]$$

En effet, on note dans (Tableau.III.1) la résistance thermique verticale ($\sum R_i$). Dans le cas où le Poly silicium est en dessous de la base intrinsèque, la valeur de la résistance thermique est plus faible par rapport à la résistance thermique dans l'autre cas.

Résistance thermique R_i	Résistance thermique dans le cas où le poly/base est au-dessus de la base SiGe	Résistance thermique dans le cas où poly/base est, au-dessous de la base SiGe
$R1$	2361,122 [K/W]	1320,534 [K/W]
$R2$	1611,535 [K/W]	1611,535 [K/W]
$R3$	2745,682 [K/W]	2745,682 [K/W]
$R4$	682,733 [K/W]	682,733 [K/W]
$R5$	1628,498 [K/W]	1628,498 [K/W]
$R6$	1037,221 [K/W]	1037,221 [K/W]
$R7$	1184,446 [K/W]	1184,446 [K/W]
$\sum R_i$	11251,237 [K/W]	10210,649 [K/W]

Tableau.III.1. La résistance thermique globale ($\sum R_i$), (a. Où poly/base est en dessus de la base SiGe, b) poly/ base est, au-dessous de la base SiGe.

$$\frac{1}{R_{th,total}} = \frac{1}{R_{up}} + \frac{1}{R_{down}} = \frac{1}{R_{term}} + \frac{1}{\sum_i R_i} \quad (III.7)$$

La résistance thermique totale de TBH SiGe est représentée par l'équation (III.7), où R_{up} (R_{term}) présente résistance thermique d'émetteur qui est dans les limites de (65000 [K/W]) [34, 39] quant à la résistance thermique de la partie inférieure du composant, qui est symbolisé par R_{down} ($\sum R_i$). Et mentionnés dans le tableau (III.1).

IV. Analyse de la position du polys base sur l'auto échauffement d'un TBH SiGe 0.13 μ m

Le but de cette étude et l'analyse de l'impact du ploy-silicium sur le phénomène d'auto échauffement du TBH SiGe et les performances électriques : selon deux positions différentes : au-dessous de la base intrinsèque SiGe, et au-dessus de cette même base. Afin de d'optimiser au mieux l'effet de l'auto échauffement du TBH et voir l'impact du poly base sur le composant, en utilisant le logiciel COMSOL Multiphysics.

Dans cette section, nous nous intéressons à la caractérisation statique et dynamique du dispositif TBH SiGe. Une attention particulière sera portée au gain statique et aux courants de base et de collecteur, la fréquence de transition f_i , et à la fréquence d'oscillation maximale f_{max} . Avec cette étude, nous pourrons analyser la contribution du poly silicium de base et étudier son effet en fonction de sa localisation au-dessus et au-dessous de la surface du dispositif.

De plus, une analyse thermique est envisagée. Ceci est possible en considérant le modèle de transfert de la chaleur dans le solide HTS. On peut ainsi déterminer la température du réseau. Afin de voir la température maximale du composant et situé le point le plus chaud.

Les simulations électriques réalisées sont obtenues pour une tension collecteur fixe $V_{CE} = 5V$ et en faisant varier la tension base émetteur V_{BE} de 0 à 1,1V.

IV. 1. Performances électriques du TBH SiGe dans le cas ou Poly-base en dessus et dessous de la base intrinsèque.

La figure (III.23) illustre les courbes de Gummel qui représentent, les variations des courants de collecteur I_C et de base I_B en fonction de la tension V_{BE} . Elles permettent d'obtenir le gain en courant du transistor qui est un paramètre important dans l'étude des transistors. Pour une certaine gamme de polarisation V_{BE} , ici comprise entre ~ 0.3 et $\sim 0.8V$, les courants de base et collecteur suivent leur comportement idéal. Le gain du transistor atteint alors un plateau maximal (β_{max}). Pour les fortes polarisations V_{BE} , les effets de résistances séries apparaissent et sont responsables de la décroissance du courant de base et du courant collecteur par rapport aux courbes idéales. D'autre part, l'effet Kirk accentue la décroissance du courant collecteur pour les fortes injections de trous dans le collecteur. Ces deux effets sont généralement confondus.

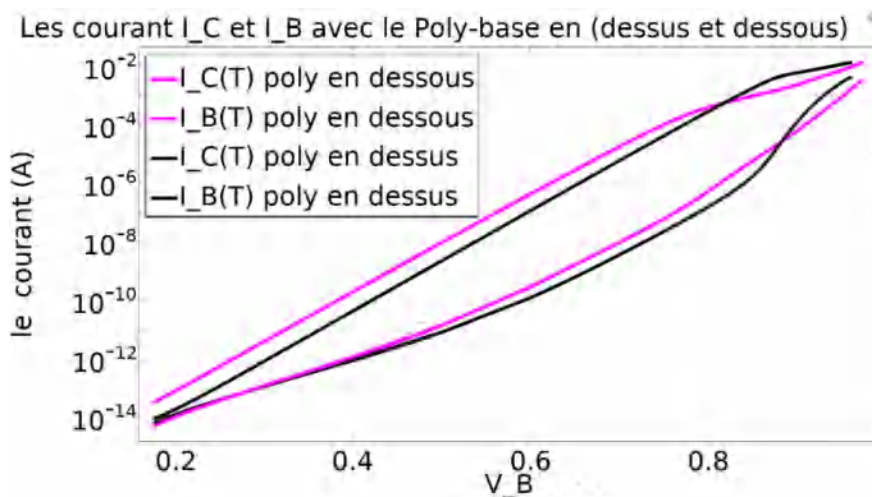


Figure.III.23. Courants ($I_C(V_{BE}), I_B(V_{BE})$) du TBH SiGe pour $V_{CE} = 5V$, avec Poly-base dans le cas en dessus et dessous de la base intrinsèque.

Nous avons considéré deux cas correspondant à la position de la base extrinsèque de TBH SiGe. Le premier cas correspond au cas où la base de Poly silicium P^+ extrinsèque (EB), est située au-dessus de la surface supérieure de la base de SiGe intrinsèque (IB). Le deuxième cas est celui où le poly-base est situé au-dessous de la surface inférieure de la base intrinsèque en SiGe.

La figure.III.24, représente l'évolution du gain β en courant dans les deux cas considérés. La valeur maximale est de l'ordre de $\beta_{max} = 1900$, elle est obtenue dans les deux cas. Cependant, elle est obtenue pour ($V_{BE} = 0.67V$) dans le cas où la poly base est située au-dessous de la base intrinsèque SiGe, par contre dans le cas où la poly base est située au-dessus de la base intrinsèque SiGe, le maximum du gain est atteint pour des valeurs de ($V_{BE} = 0.8V$).

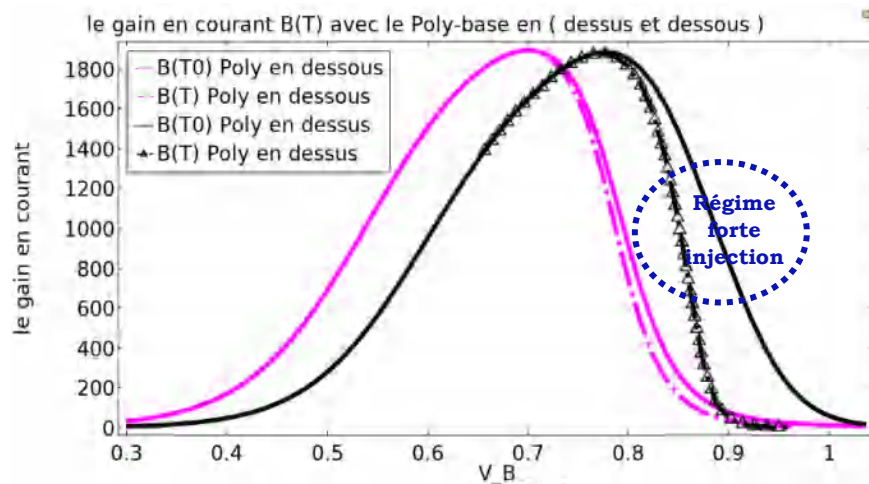


Figure.III.24. Gain de courant β du TBH SiGe, avec poly-base dans le cas en dessus et dessous de la base intrinsèque.

Néanmoins, nous constatons sur la courbe β (T) avec effet d'auto échauffement une diminution du gain pour le régime forte polarisation V_{BE} supérieure à 0.87 par rapport à une simulation sans effet d'auto échauffement. Cette diminution peut être attribuée au modèle (HTS) (Heat Transfer in Solids) de COMSOL qui prend en considération l'ionisation complète des dopants ce qui induit une diminution de la mobilité des porteurs n et p en fonction de la température un courant plus faible et un gain faible.

Les figures (III.25 et III.26) illustrent la variation des fréquences des coupures f_T et f_{MAX} , nous remarquons que dans le cas correspondant à un Poly/base (EB), est positionné au-dessus de la base intrinsèque SiGe (IB), les fréquences maximales d'oscillation et la fréquence de transition sont meilleures. On note que les valeurs maximales sont ($f_t=265\text{GHz}, f_{Max}=325\text{GHz}$) alors qu'elles sont de l'ordre de ($f_t=255\text{GHz}, f_{Max}=300\text{GHz}$) dans le cas où Poly/base (EB), est positionné au-dessous de la base intrinsèque SiGe. Une différence de 10GHz.

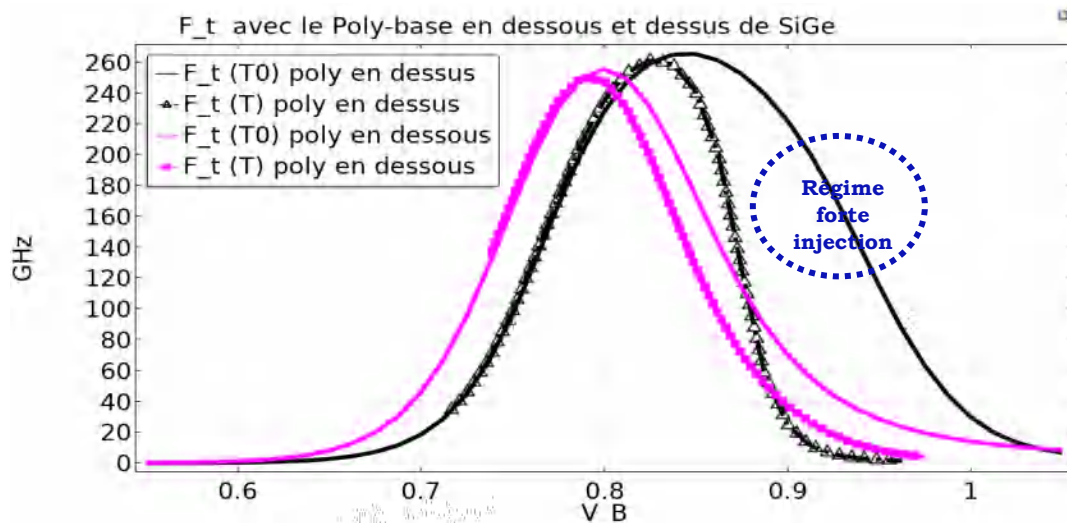


Figure.III.25 Fréquence de transition f_T (V_{BE}) pour $V_{CE} = 5V$, avec poly-base dans le cas en dessus et dessous de la base intrinsèque SiGe.

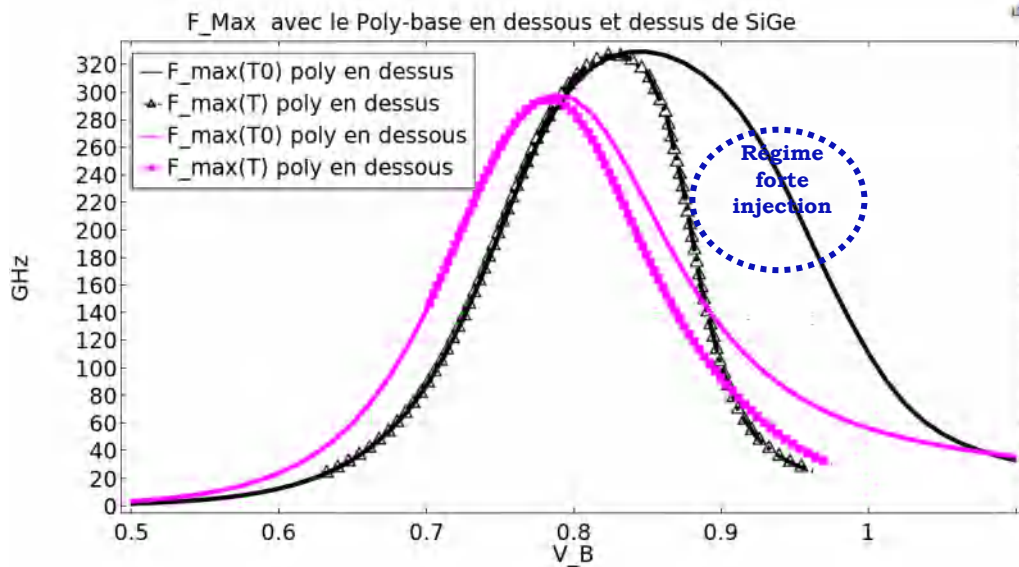


Figure.III.26 Fréquence de transition f_T (V_{BE}) pour $V_{CE} = 5V$, avec poly-base dans le cas en dessus et dessous de la base intrinsèque SiGe.

Nous percevons aussi, qu'il y a une diminution des valeurs f_T et f_{MAX} pour la même valeur de V_{BE} dans le régime de forte injection par rapport aux fréquences sans auto échauffement $T_0=300K$. Cette réduction est léguée principalement à la diminution du courant de collecteur (I_C). L'augmentation des résistances séries dans le régime forte polarisations permet d'augmenter les éléments parasites de type résistance-capacité, qui diminuent à leur tour fortement la fréquence (Tableau.III.2).

Cependant, cette diminution accrue de la fréquence est observée de façon importante, dans le cas où le poly silicium est au-dessus de la base ceci est attribué à l'augmentation de la résistance thermique. Elle est de l'ordre de $11251,237[K/W]$, en contre partie elle est égale à $10210,649[K/W]$ lorsque le poly silicium est au-dessous de la base.

	Dans le cas où le poly/base est au-dessous de la base SiGe	Dans le cas où poly/base est, au-dessus de la base SiGe
f_T (V_{BE})	255GHz	265GHz
f_{Max} (V_{BE})	300GHz	325GHz

Tableau.III.2. Les fréquences des coupures f_T et f_{MAX} , (a. Où poly/base est en dessus de la base SiGe, b) poly/base est, au-dessous de la base SiGe.

IV.2 Comparaison des résultats simulés avec ceux de la littérature

Afin de vérifier l'aptitude du logiciel de simulation COMSOL ; nous avons comparé nos résultats simulés avec ceux trouvés dans la littérature [23]. La figure (III.27) représente l'évolution des performances des technologies du TBH intégrés dans la filière BiCMOS TBH SiGe et fabriqués par *STMicroelectronics* selon le nœud technologique correspondant à la structure [40]. Ceci correspond parfaitement à l'ordre de grandeurs

obtenus que nous avons simulés par le logiciel COMSOL. On note que pour une technologie BiCMOS9MW les valeurs maximales sont ($f_t=265\text{GHz}$, $f_{MAX}=330\text{GHz}$).

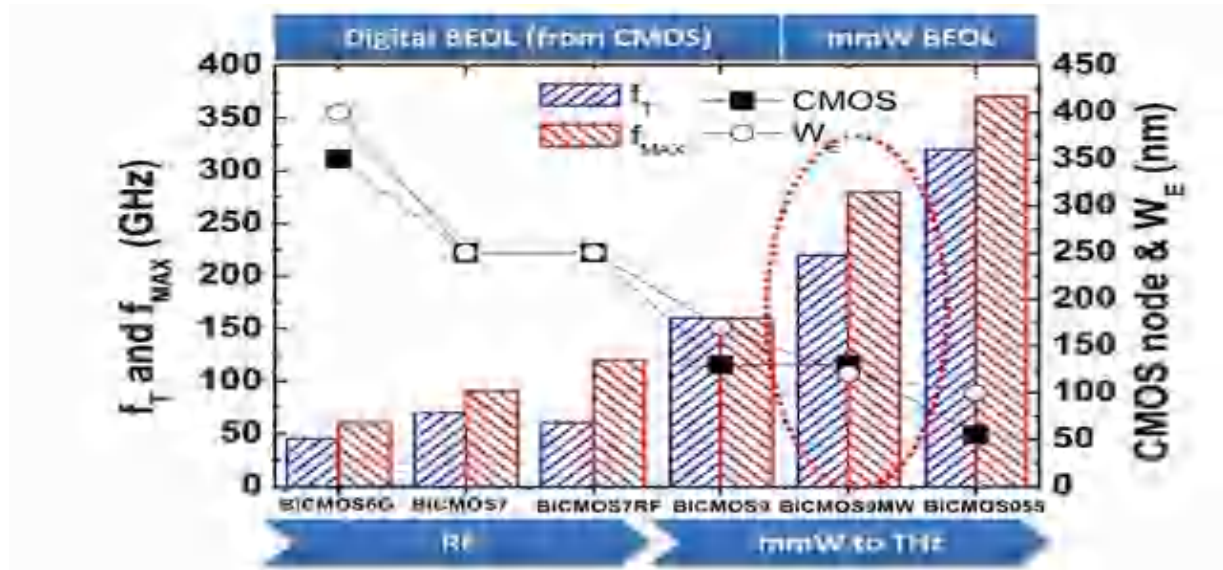


Figure.III.27. Evolution des performances des technologies SiGe BiCMOS de STMicroelectronics selon la technologie et les nœuds technologiques et leurs performances électriques [40].

IV.3. Répartition de la température sur le composant

L'auto-échauffement est le processus par lequel la dissipation de puissance du composant change sa température. La chaleur est générée uniquement dans une partie localisée du transistor et la conduction de la chaleur de cette région vers l'environnement est limitée pour plusieurs raisons dont l'essentiel est la présence des tranchées d'isolation. Par conséquent, la température du dispositif augmente en raison de l'augmentation de la dissipation interne de puissance.

En général, cette élévation de température n'est pas uniforme. Le composant se 'retrouve' ainsi pratiquement dans un box, du moins sur les côtés latéraux et l'évacuation de la chaleur est ainsi limitée.

Les résultats obtenus montrent qu'une grande partie de la chaleur générée se situe au niveau de la jonction base-collecteur, est évacuée entre les tranchées profondes (DTI) et les tranchées superficielles (STI).

La figure (III.28) met en évidence la répartition de la température sur toute la surface du TBH, La température extrême de l'auto-échauffement est obtenue dans le cas où le Poly silicium de la base extrinsèque est situé au-dessus de la base intrinsèque SiGe (IB). Celui-ci atteint la valeur de ($T_{max}= 467\text{K}$) et le point le plus chaud se situe entre la base intrinsèque SiGe et la couche enterrée du collecteur (N^+).

En revanche, dans le cas où le Poly silicium est situé en dessous de la base SiGe, la température maximale de l'auto-échauffement est nettement plus faible, elle est de l'ordre de ($T_{max} = 375\text{K}$).

Il y a une diminution importante sur la température maximale du composant lorsque le Poly silicium est positionné en dessous de la base SiGe.

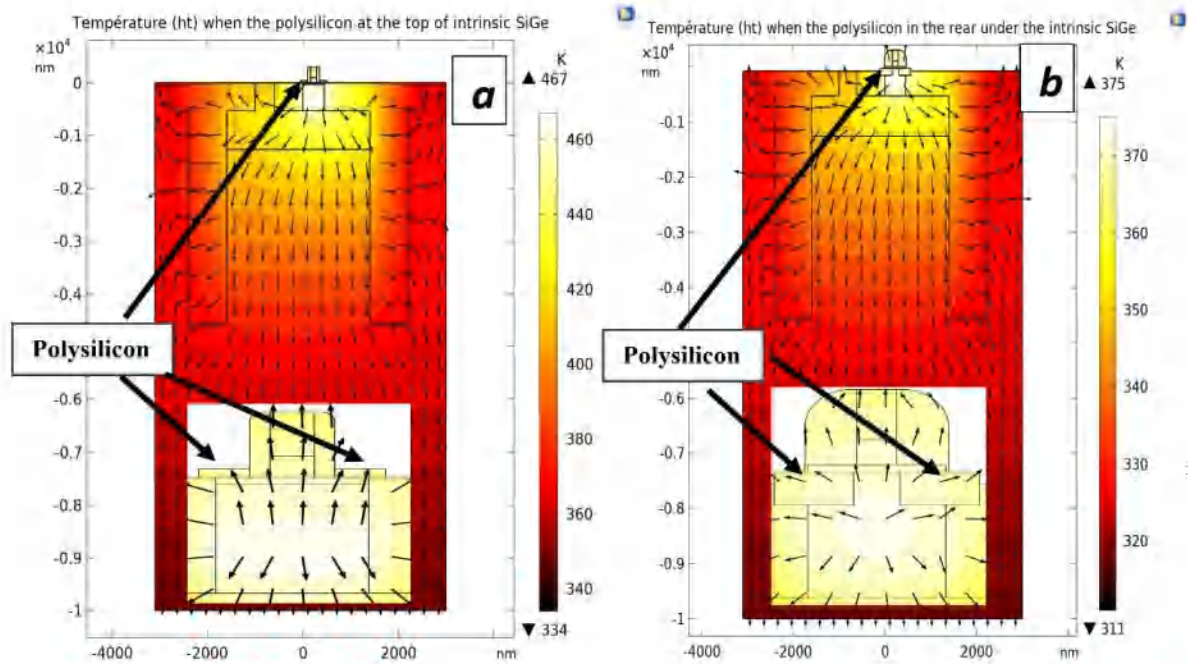


Figure.III.28 Répartition de la température. a) Cas où la poly base est au-dessus de la base intrinsèque SiGe $T_{\max} = 467\text{K}$ [41], b) Cas où la poly base est au-dessous de la base intrinsèque SiGe $T_{\max} = 375\text{K}$.

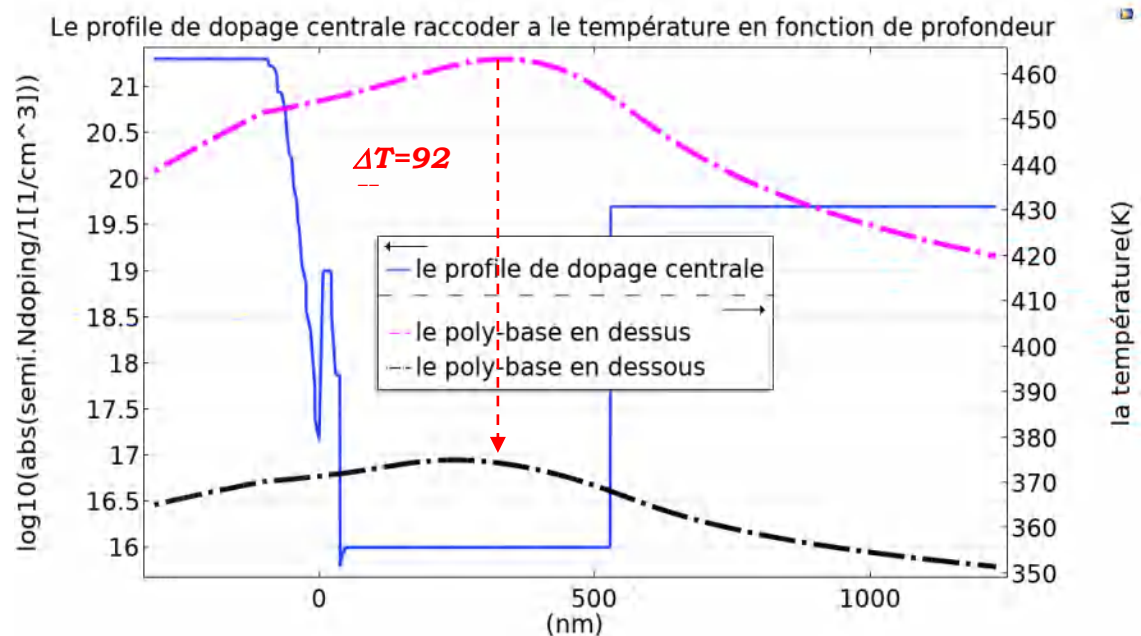


Figure.III.29 Profils de température considérant le polysilicium au sommet et la profondeur dans la base SiGe.

Nous pouvons conclure que les performances statiques et dynamiques, du TBH SiGe s'améliorent en considérant une base polysilicium au-dessus de la base intrinsèque SiGe, Néanmoins l'auto échauffement et la température maximale du réseau augmente

considérablement d'un écart de ($\Delta T=92K$), figure (III.29) par apport une base polysilicium au-dessous de la base intrinsèque. Il est préférable, d'avoir une structure ayant du poly base au-dessous afin de diminuer l'auto échauffement du composant.

V. Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre se place dans le cadre de la modélisation numérique du transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe en utilisant le logiciel COMSOL Multiphysics. Il s'attache plus particulièrement à l'étude de l'influence de la position la base extrinsèque (EB) en poly silicium par rapport à la base intrinsèque SiGe afin de voir l'impact de l'auto échauffement et les performances électriques statiques et dynamiques du TBH SiGe issu d'une filière BiCMOS9MW 0.13 μ m.

Nous avons présenté, dans la première partie de ce chapitre, les structures du TBH SiGe intégrés dans la filière BiCMOS90.13um en donnant dans un premier temps, un bref aperçu sur les structures utilisées au paravant. Nous avons présenté également architecture BiCMOS9MW *DPSA-SEG* Double Polysilicium totalement auto-alignée (*FSA SEG* : Fully Self Aligned : Selective Epitaxial Growth), et l'enchaînement du processus de fabrication de cette technologie.

Nous avons dévoilé, le nouveau type de classification d'architecture SiGe TBH dans lequel les architectures actuelles sont classées en fonction du flux de processus de fabrication et du niveau de position relatif entre les bases intrinsèque SiGe et extrinsèque en polysilicium.

Nous avons calculé la résistance thermique pour les deux cas de structures ; Poly base en bas de la base intrinsèque, et poly base en haut de la base SiGe.

Quant à la dernière partie de ce chapitre, elle a fait l'objet d'une étude approfondie et l'analyse de l'impact du Poly silicium sur le phénomène d'auto-échauffement du TBH SiGe issu d'une filière BiCMOS9MW 0.13 μ m, ainsi que les performances électriques : selon deux positions différentes : en dessous de la base intrinsèque SiGe, et au-dessus de cette même base. On note que le gain en courant maximum et les fréquence de transition et la fréquence maximale d'oscillation (f_t, f_{max}) pour le silicium poly cristallin au-dessus de la base s'améliore ($f_t=265GHz, f_{max}=330GHz$), par rapport à une structure avec du silicium poly cristallin en dessous de la base ceci ($f_t=255GHz, f_{max}=320GHz$), une augmentation de 10GHz.

Néanmoins, pour l'auto-échauffement du dispositif ou le « *Self Heating* », nous avons noté qu'il est plus important dans le cas où le Poly silicium est situé sur la surface du dispositif (au-dessus de la base intrinsèque SiGe) $T_{max} = 467K$, en comparaison avec le second cas où il se réduit de $\Delta T= 92 K$ ($T_{max} = 375K$). Le point le plus chaud est toujours positionné dans la jonction base collecteur. Il est préférable, donc d'avoir une structure ayant du poly base en bas de la base SiGe afin de diminuer l'auto échauffement du composant. [26]

Références

1. Rücker, H., & Heinemann, B. "High-performance SiGe HBTs for next generation BiCMOS technology. *Semiconductor Science and Technology*", 33(11), 114003. 2018. <https://doi.org/10.1088/1361-6641/aade64>.
2. Curry, M. J., England, T. D., Bishop, N. C., Ten-Eyck, G., Wendt, J. R., Pluym, T., Carroll, M. S. Cryogenic preamplification of a single-electron-transistor using a silicon-germanium heterojunction-bipolar-transistor". *Applied Physics Letters*, 106(20), 203505, 2015. <https://doi.org/10.1063/1.4921308>
3. Schroter, M., & Pawlak, A. (2018, January). SiGe heterojunction bipolar transistor technology for sub-mm-wave electronics—State-of-the-art and future prospects. *IEEE 18th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)* (pp. 60-63), 2018. doi: [10.1109/SIRF.2018.8304230](https://doi.org/10.1109/SIRF.2018.8304230).
4. Omer, B. A., Liu, Q. Z., Rainey, B., Stricker, A., Geiss, P., Gray, P., Ahlgren, D.. "0.13 μm BiCMOS Technology Featuring a 200/280 GHz (fT/fmax) SiGe HBT". pp.203-206,2003, doi: [10.1109/BIPOL.2003.1274966](https://doi.org/10.1109/BIPOL.2003.1274966).
5. Voinigescu, S. P., Shopov, S., & Chevalier, P.). Millimeter-wave silicon transistor and benchmark circuit scaling through the 2030 ITRS horizon. In *Global Symposium on Millimeter-Waves (GSMM)* . IEEE. Pp. 1-3, 2015, May doi: [10.1109/GSMM.2015.7175460](https://doi.org/10.1109/GSMM.2015.7175460).
6. Reynolds, S., Floyd, B., Pfeiffer, U., & Zwick, T. (). 60GHz transceiver circuits in SiGe bipolar technology. In *2004 IEEE International Solid-State Circuits Conference (IEEE Cat. No. 04CH37519)*. pp. 442-538 . 2004, February, doi: [10.1109/ISSCC.2004.1332784](https://doi.org/10.1109/ISSCC.2004.1332784).
7. Forsberg, M., Bormander, C., Johansson, T., Ko, T., Liu, W., Vellaikal, M., & Cheshire, A. (. September). Shallow and deep trench isolation for use in RF-bipolar IC: s. In *30th European Solid-State Device Research Conference*. pp. 212-215, 2000. doi: [10.1109/ESSDERC.2000.194752](https://doi.org/10.1109/ESSDERC.2000.194752).
8. Voldman, S. H., & Gebreselasie, E. G. "Low-voltage diode-configured siGe: C HBT triggered ESD power clamps using a raised extrinsic base 200/285 GHz (f T/f MAX) SiGe: C HBT device". " *Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium*. pp 1-10, . 2004, September. doi: [10.1109/EOESD.2004.5272633](https://doi.org/10.1109/EOESD.2004.5272633).
9. Pekarik, J. J., Adkisson, J., Gray, P., Liu, Q., Camillo-Castillo, R., Khater, M., .Haramé, D., September). A 90nm SiGe BiCMOS technology for mm-wave and high-performance analog applications. In *2014 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM)* pp. . 92-95, 2014 doi: [10.1109/BCTM.2014.6981293](https://doi.org/10.1109/BCTM.2014.6981293).
10. M.LAKHDARA, « Etude de composants semi-conducteurs réalisés en technologie CMOS dédiés à la radio fréquence », Thèse de doctorat en sciences Université Mentouri Constantine 1, pp-1_226, 2009.
11. D. Ahlgren, B. Jagannathan, M. Meghelli, K. Chan, J.-S. Rieh, K. Schonenberg, S. Subbanna et G. Freeman, « U.s. patent application, enregistré le 22 juin 2001 2001.
12. 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.
13. H. Baudry, B. Szelag, F. Deléglise, M. Laurens, J. Mourier, F. Saguin, G. Troillard, A. Chantre et A. Monroy, "BiCMOS7RF: A Highly Manufacturable 0.25 μm BiCMOS RFApplications-dedicated Technology using Non-Selective SiGeC Epitaxy", *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology*, pp. 207-210, 2003.
14. P. Chevalier, B. Barbalat, L. Rubaldo, B. Vandelle, D. Dutartre, P. Bouillon, T. Jagueneau, C. Richard, F. Saguin, A. Margain et A. Chantre, «300 GHz f MAX selfaligned SiGeC HBT

- optimized towards CMOS compatibility», *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology*, pp. 120–123, 2005.
15. Beaudin, G., Belarouci, A., & Aimez, V., "Precise localized thinning and vertical taper fabrication for silicon photonics using a modified local oxidation of silicon (LOCOS) fabrication process." *Optics Express*, 23(4), 4377-4384.2015.
 16. P. Chevalier; T. F. Meister; B. Heinemann; S. Van Huynenbroeck; W. Liebl; A. Fox; A. Sibaja-Hernandez; A. Chantre, "Towards THz SiGe HBTs", *BCTM*, pp. 57 65. 2011
 17. J. D. Cressler, "Silicon heterostructure hand book: Material, fabrication, devices, circuits, and applications of SiGe and Si strained-layer epitaxy", *CRC Press*, 2006.
 18. M. Khater; J. -S. Rieh; T. Adam; A. Chinthakindi; J. Johnson; R. Krishnasamy; M. Meghelli; F. Pagette; D. Sanderson; C. Schnabel; K. T. Schonenberg; P. Smith; K. Stein; A. Strieker; S. -J. Jeng; D. Ahlgren; G. Freeman, "SiGe HBT technology with $f_T/f_{MAX} = 300/350$ GHz and gate delay below 3.3 ps", pp. 243-247, *IEDM*, 2004.
 19. John J. Pekarik; J. Adkisson; P. Gray; Q. Liu; R. Camillo-Castillo; M. Khater; V. Jain; B. Zetterlund; A. DiVergilio; X. Tian; A. Vallett; J. Ellis-Monaghan; B. J. Gross; P. Cheng; V. Kaushal; Z. He; J. Lukaitis; K. Newton; M. Kerbaugh; N. Cahoon; L. Vera; Y. Zhao; J. R. Long; A. Valdes-Garcia; S. Reynolds; W. Lee; B. Sadhu; D. Hameed, "A 90nm SiGe BiCMOS technology for mm-wave and high-performance analog applications", *BCTM*, pp. 92-95, 2014.
 20. SAHA, Bishwadeep. Investigation and Modeling of High Frequency Effects in SiGe HBTs."; Thèse de doctorat, Université de Bordeaux; pp.1-143 2021.
 21. FREGONESE, Sebastien. « Caractérisation et modélisation des transistors avancés et émergents pour la conception de circuit », *Thèse de doctorat. Université Bordeaux*, pp.1-205 ; 2019.
 22. Alexander Fox; Bernd Heinemann; Holger Rücker; Rainer Barth; Gerhard G. Fischer; Christian Wipf; Steffen Marschmeyer; Klaus Aufinger; Josef Böck; Sabine Boguth; Herbert Knapp; Rudolf Lachner; Wolfgang Liebl; Dirk Manger; Thomas F. Meister; Andreas Pribil; Jonas Wursthorn, "Advanced heterojunction bipolar transistor for half-THz SiGe BiCMOS technology", *IEEE Electron Device Letters*, , pp. 642-644, 2015.
 23. VU, Van Tuan, et al. Recherche et évaluation d'une nouvelle architecture de transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe pour la prochaine génération de technologie BiCMOS. Thèse de doctorat. Bordeaux.2016.
 24. P. Chevalier *et al.*, "Scaling of SiGe BiCMOS Technologies for Applications above 100 GHz," *2012 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, pp. 1-4, doi: 10.1109/CSICS.2012.6340083, 2012.
 25. H. Kamrani, D. Jabs, V. d'Alessandro, N. Rinaldi, K. Aufinger and C. Jungemann, "A Deterministic and Self-Consistent Solver for the Coupled Carrier-Phonon System in SiGe HBTs," in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 64, no. 2, pp. 361-367, , doi: 10.1109/TED.2016.2640343, Feb. 2017.
 26. BOULGHEB, Abdelaaziz, LAKHDARA, Maya, et LATRECHE, Saida. The Analysis of the Polysilicon Base Position of the Thermal Resistance and the Self Heating Effects of 0.13 μm SiGe Heterojunction Bipolar Transistors. *Russian Microelectronics*, vol. 51, no 3, p. 192-198. 2022.<https://doi.org/10.1134/S1063739722010036>.
 27. D. E. Dawson, A. K. Gupta and M. L. Salib, "CW measurement of HBT thermal resistance," in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 39, no. 10, pp. 2235-2239, Oct. 1992, doi: [10.1109/16.158793](https://doi.org/10.1109/16.158793).
 28. L. Kim and M. W. Shin, "Thermal Resistance Measurement of LED Package with Multichips," in *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, vol. 30, no. 4, pp. 632-636, Dec. 2007, doi: [10.1109/TCAPT.2007.906332](https://doi.org/10.1109/TCAPT.2007.906332).

29. V. Jain *et al.*, "Study of mutual and self-thermal resistance in 90nm SiGe HBTs," *2013 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM)*, 2013, pp. 17-20, [doi: 10.1109/BCTM.2013.6798134](https://doi.org/10.1109/BCTM.2013.6798134).
30. Fox, A., Heinemann, B., Rücker, H., Barth, R., Fischer, G. G., Wipf, C., ... & Wursthorn, J.). "Advanced heterojunction bipolar transistor for half-THz SiGe BiCMOS technology". *IEEE electron device letters*. July 2015. 36. 7. 642-644. 2015 [doi: 10.1109/LED.2015.2432130](https://doi.org/10.1109/LED.2015.2432130).
31. Rieh, J. S., Greenberg, D., Jagannathan, B., Freeman, G., & Subbanna, S." Measurement and modeling of thermal resistance of high speed SiGe heterojunction bipolar transistors". In *2001 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems. Digest of Papers (IEEE Cat. No. 01EX496)* pp. 110-113, 2001, September [doi: 10.1109/SMIC.2001.942350](https://doi.org/10.1109/SMIC.2001.942350).
32. Rieh, J. S., Johnson, J., Furkay, S., Greenberg, D., Freeman, G., & Subbanna, S. "Structural dependence of the thermal resistance of trench-isolated bipolar transistors". In *Proceedings of the bipolar/BiCMOS circuits and technology meeting*. IEEE. 2002. 100-103, [doi: 10.1109/BIPOL.2002.1042896](https://doi.org/10.1109/BIPOL.2002.1042896).
33. Joy, R. C., & Schlig, E. S, "Thermal properties of very fast transistors. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 17. 8. pp. 586-594. Aug. 1970.[doi: 10.1109/T-ED.1970.17035](https://doi.org/10.1109/T-ED.1970.17035).
34. Jae-Sung Rieh, D. Greenberg, Qizhi Liu, A. J. Joseph, G. Freeman and D. C. Ahlgren, "Structure optimization of trench-isolated SiGe HBTs for simultaneous improvements in thermal and electrical performances," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 52, no. 12, pp. 2744-2752, Dec. 2005, [doi: 10.1109/TED.2005.859652](https://doi.org/10.1109/TED.2005.859652).
35. SULIMA, Pierre-Yvan. « Contribution à la modélisation analytique tridimensionnelle de l'auto-échauffement dans les transistors bipolaires à hétérojonction de type Si/SiGe. *Thèse de doctorat. Bordeaux I*, pp.1-178, 2005..
36. BECKRICH-ROS, Hélène. « Contribution à la caractérisation et à la modélisation de transistors bipolaires de puissance intégrés dans une filière BiCMOS submicronique ». *Thèse de doctorat*. 2006.
37. TARNAWSKI, Vlodek R. et LEONG, Wey H. A series-parallel model for estimating the thermal conductivity of unsaturated soils. *International Journal of Thermophysics*, 2012, vol. 33, no 7, p. 1191-1218. [DOI 10.1007/s10765-012-1282-1](https://doi.org/10.1007/s10765-012-1282-1).
38. ABAD, Begoña, MAIZ, Jon, RUIZ-CLAVIJO, Alejandra, *et al.* « Tailoring thermal conductivity via three-dimensional porous alumina”. *Scientific reports*, vol. 6, no 1, p. 1-10. 2016| [DOI: 10.1038/srep38595](https://doi.org/10.1038/srep38595).
39. K. O. Petrosyants and R. A. Torgovnikov, "Electro-thermal modeling of trench-isolated SiGe HBTs using TCAD," *31st Thermal Measurement, Modeling & Management Symposium (SEMI-THERM)*, , pp. 172-175, 2015, [doi: 10.1109/SEMI-THERM.2015.7100156](https://doi.org/10.1109/SEMI-THERM.2015.7100156).
40. Tommy. Rosenbaum, «Performance prediction of a future silicon-germanium heterojunction bipolar transistor technology using a heterogeneous set of simulation tools and approaches », These de Doctorat université Bordeaux; pp. 2017.
41. Abdelaaziz Boulgheb, Lakhdara, M. & Latreche, S. The Analysis of the Polysilicon Base Position of the Thermal Resistance and the Self Heating Effects of 0.13 μm SiGe Heterojunction Bipolar Transistors. *Russ Microelectron* 51, 192–198 (2022). <https://doi.org/10.1134/S1063739722010036>.



CHAPITRE IV

AMÉLIORATION DES PERFORMANCES
D'AUTO-ÉCHAUFFEMENT D'UN TBH SiGe PAR
EFFET PELTIER

I. Introduction

Le refroidissement par effet Peltier est l'une des méthodes actuellement utilisées, pour sa simplicité et son effet remarquable sur la réduction de la chaleur. Ce phénomène physique consiste en un déplacement de la chaleur en présence d'un courant électrique. L'effet se produit dans des matériaux conducteurs de natures différentes liés par deux contacts. L'une des plaques se refroidit, tandis que l'autre se réchauffe. [1] L'utilisation la plus courante de l'effet Peltier correspond aux petits systèmes de réfrigération ou aux systèmes de refroidissement pour processeurs informatiques. Les laboratoires et les hôpitaux utilisent également des modules Peltier pour refroidir des analyses biologiques ou transporter des organes. [2].

Le refroidisseur Peltier conçu pour un refroidissement thermoélectrique (TE) efficace ou une gestion de la température utilise des alliages Bi_2Se_3 . De tels dispositifs à semi-conducteurs dominent le marché du contrôle de la température dans les applications RF.

En effet, l'auto-échauffement est un processus par lequel la dissipation de puissance du composant change sa température. La chaleur est générée uniquement dans une partie localisée du transistor et la conduction de la chaleur de cette région vers l'environnement est limitée pour plusieurs raisons dont l'essentiel est la présence des tranchées d'isolation.

Les tranchées STI et DTI présentent d'excellentes performances pour isoler le composant, cependant elles présentent un inconvénient majeur, dont il faut en tenir compte. Il est important d'en tenir compte lors de l'analyse de ces composants et de trouver des solutions viables pour réduire cette élévation de température.

C'est dans cet optique nous sommes intéressés à l'amélioration de l'auto-échauffement dans un TBH SiGe en utilisant l'effet Peltier. La structure est analysée à partir de méthodes électrothermiques, en utilisant le logiciel COMSOL Multiphysics nous nous intéressons à un transistor NPN à base SiGe (TBH) issu d'une filière BiCMOS9 0.13 μm .

Cependant nous exposons dans la première partie de ce chapitre, quelques notions de bases élémentaires afin de pouvoir de comprendre les phénomènes physiques des effets thermoélectriques (TE), ainsi que la mise en équation des densités de courants électriques et l'équation de conduction de chaleur. Nous présentons dans un second temps quelques paramètres fondamentaux dans la prise en compte des effets thermiques, Coefficient Seebeck ; Coefficient Peltier ; Facteur de mérite ZT.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous présentons la structure cristalline des matériaux hétérogènes thermoélectriques en particulier le Tellure de Bismuth, le Bi_2Se_3 et ses alliages avec le Sb_2Te_3 et le Bi_2Se_3 . Ils sont considérés comme la classe la plus importante des matériaux thermoélectriques.

En outre, nous donnons le principe de base du dispositif thermoélectrique : Les deux bras du thermocouple sont à base le Tellure de Bismuth, Bi_2Se_3 ils sont reliés par un pont

métallique de cuivre. Les céramiques assurent à la fois l'isolation électrique et l'assemblage du métal.

En revanche ; dans la dernière partie de ce chapitre, nous présentons l'analyse et la modélisation de l'impact du refroidissement Peltier sur l'auto-échauffement d'un transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe.

Nous relevons les paramètres électriques statiques et dynamiques tels que le gain statique (β), la fréquence d'oscillation maximale (f_{\max}), ainsi que la température maximale T_{\max} du réseau. Le modèle électrothermique considéré repose essentiellement sur l'effet Peltier, celui-ci permet de générer une différence de potentiel ΔV à partir d'un gradient de température ΔT .

II. Effets thermoélectriques dans les matériaux hétérogènes

II.1. Description du phénomène physique des thermoélectriques

L'effet thermoélectrique est un phénomène physique présent dans certains matériaux, qui lie les flux de chaleur qui les traverse aux courants électriques qui les parcourt. Cet effet est à la base d'applications, dont très majoritairement la thermométrie, puis la réfrigération (l'effet Peltier) et enfin, la génération d'électricité (thermopile ou calopile).

La grande majorité des dispositifs à l'état solide sont fabriqués à partir d'une classe de matériaux appelés semi-conducteurs. Les propriétés spécifiques des semi-conducteurs ont permis la réalisation des transistors qui font partie des éléments actifs et donc la naissance de l'électronique. Les semi-conducteurs sont également les matériaux de base dans les technologies telles que les diodes électroluminescentes (LEDs), les cellules solaires et les modules thermoélectroniques. Le comportement électronique des semi-conducteurs peut être modifié sous l'effet de perturbations externes (lumière incidente, champ électrique ou gradient de température) ou suite à un dopage approprié (incorporation d'impuretés) [3-6].

II. 1. 1. Dépendance du niveau de Fermi vis-à-vis de la température

La position du niveau de fermi E_F pour une valeur de température donnée peut être déduite à partir des équations (IV. 1.) et (IV. 2.) :

$$E_F - E_C = K_B.T.\ln\left(\frac{n}{N_C}\right) \quad (\text{IV. 1})$$

$$E_V - E_F = K_B.T.\ln\left(\frac{p}{N_V}\right) \quad (\text{IV. 2})$$

Ces relations sont toujours valables si E_F est situé suffisamment loin de E_C et E_V ($E_C - E_F \geq 3K_B.T$ et $E_F - E_V \geq 3K_B.T$).

Pour un semi-conducteur dopé, E_F va s'approcher du niveau de Fermi du semi-conducteur intrinsèque E_i (milieu du gap) avec la température croissante (figure IV. 1).

Lorsque la température T augmente, E_F va décroître dans le cas du semi-conducteur de type N (éq. IV. 3) et croître dans le cas d'un semi-conducteur de type P (éq. IV. 4) :

$$\frac{\partial E_F}{\partial T} < 0 \text{ (type N)} \quad (\text{IV. 3})$$

$$\frac{\partial E_F}{\partial T} > 0 \text{ (type P)} \quad (\text{IV. 4})$$

La position de E_F est donc fonction de la température (en plus du taux de dopage).

Cette dépendance de la température est très importante dans la compréhension des mécanismes des effets thermoélectriques.

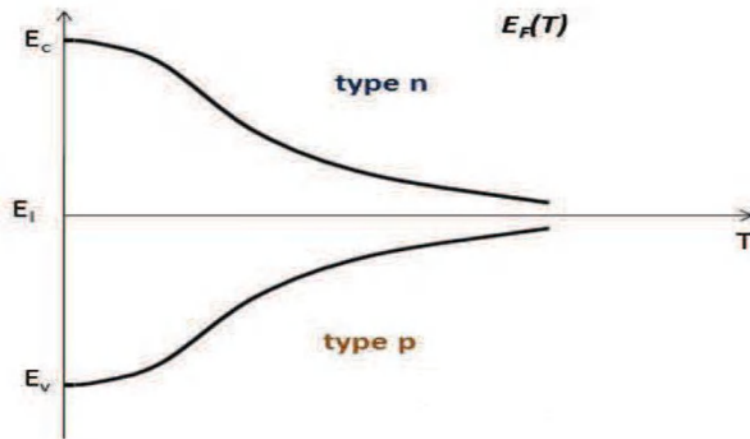


Figure IV. 1. Evolution du niveau de Fermi en fonction de la température.

II. 2. Equations de base de la thermoélectricité

La thermoélectricité implique un flux de charges électriques et de chaleur. Pour expliquer les effets thermoélectriques, il faut considérer les équations de densité de courant électrique (loi d'Ohm) et de conduction de chaleur (loi de Fourier) [7-11].

La loi d'Ohm exprime la densité de courant J_e traversant un matériau qui est proportionnelle à la conductivité électrique σ pour un champ électrique \vec{E} donné :

$$\vec{J}_e = \sigma \vec{E} = \frac{1}{\rho} \vec{E} \quad (\text{IV. 5})$$

Où ρ est la résistivité du matériau, exprimée en ($\Omega \cdot cm$).

Lorsque nous appliquons un gradient de température $\vec{\nabla}T$ dans un matériau.

$$\vec{J}_e = \sigma \vec{E} - \sigma a_{12} \vec{\nabla}T \quad (\text{IV. 6})$$

La densité de courant résultant fait intervenir deux termes, l'un lié au champ électrique interne et l'autre au gradient de température qui va induire une diffusion interne des porteurs.

Ce dernier terme fait apparaître un coefficient thermoélectrique a_{12} , appelé *Coefficient Seebeck*, et exprimé en Volts par Kelvin (VK^{-1}).

Le coefficient Seebeck est d'importance fondamentale dans la thermoélectricité.

Une autre propriété thermoélectrique capitale est la conduction thermique le déplacement global de la matière que l'on définit comme le rapport entre la densité de flux de chaleur \vec{J}_q et le gradient de température $\vec{\nabla}T$ selon la loi de Fourier :

$$\vec{J}_q = -k\vec{\nabla}T \quad (\text{IV. 7})$$

Où k est appelée conductivité thermique.

Elle traduit la capacité du milieu à conduire la chaleur et est mesurée en Watt par mètre par Kelvin ($\text{W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$).

Lors de l'application d'un courant électrique \vec{J}_e , l'expression de la densité du flux de chaleur (IV. 7) prend forme :

$$\vec{J}_q = a_{12}T \vec{J}_e - k\vec{\nabla}T \quad (\text{IV. 8})$$

Où le terme $a_{12} \cdot T$ est associé au coefficient Peltier ($\Pi = a_{12} \cdot T$).

La contribution du courant électronique au flux de chaleur par effet Peltier est fondamentalement différente de l'effet Joule, qui est un chauffage dû à la dissipation de de courant électrique le long du matériau conducteur.

II.3. Coefficients Thermoélectriques

II.3.1. Coefficient Seebeck

Le but de cette section est de comprendre les origines physiques des coefficients Seebeck et Peltier, ainsi que des relations associées à la physique des semi-conducteurs.

Prenons comme exemple un semi-conducteur de type N relié à deux électrodes à ses extrémités figure (IV. 2). [7, 10, 12]

De la chaleur est appliquée à l'électrode droite, ayant une température (T_2) supérieurs à la température de l'électrode gauche (T_1). On applique ainsi un gradient de température $\vec{\nabla}T$ entre les deux électrodes.

L'énergie cinétique devra être suffisamment élevée pour que les porteurs de charge (ici, des électrons) puissent diffuser de zone chaude vers la zone froide. Dans le cas d'un circuit ouvert, une différence de potentiel (V_{12}) entre l'électrode chaude et froide sera ainsi créée grâce à l'effet thermoélectrique.

Dans le cas de semi-conducteurs dopés N la tension sera positive car les excédents de charges qui apparaissent de part et d'autre des électrodes sont positifs du côté chauds et négatifs du côté froid.

Pour un semi-conducteur dopé P la différence de potentiel entre l'électrode chaude et l'électrode froide sera négative car les trous vont diffuser de la partie chaude vers la partie froide et créés une tension de signe opposée.

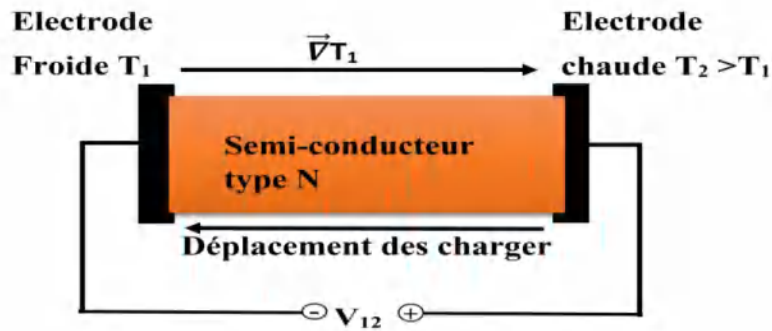


Figure IV. 2. Exemple de l'effet Seebeck dans un semi-conducteur de type N. [7, 10, 12]

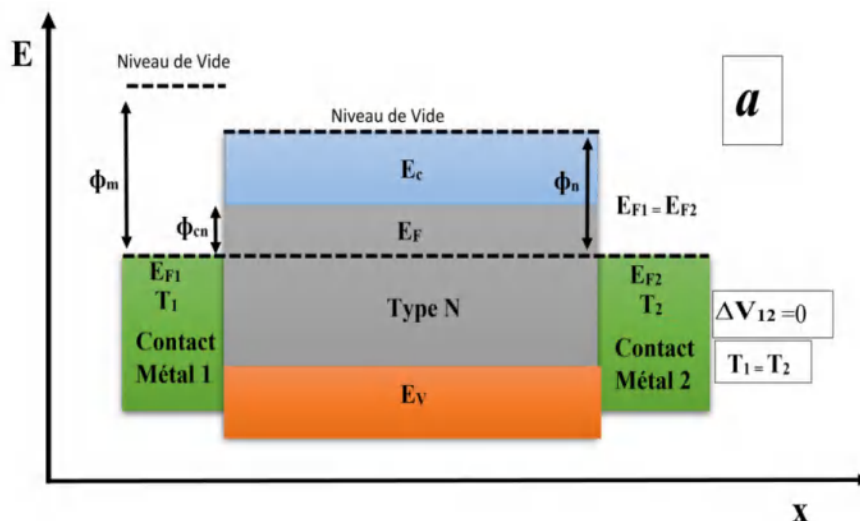
L'effet Seebeck peut être expliqué à partir du diagramme de bandes d'énergies (idéalisé) représenté sur la figure (IV. 3). [7, 10, 12]

On considère à nouveau un semi-conducteur de type N mis en contact avec deux électrodes métalliques de part et d'autre. Dans un cas idéal, nous négligeons la courbure de bandes à l'interface entre semi-conducteur et le métal ; nous admettons les contacts parfaits [13]. Il y a cependant une barrière énergétique ϕ_{cn} à cette interface qui se traduit simplement par la différence entre l'énergie du bord de la bande de conduction E_c du semi-conducteur et l'énergie de Fermi E_F .

En l'absence de gradient de température (Figure. IV. 3.a), les niveaux de fermi sont alignés ; il n'y a pas de tension de sortie générée ($\Delta V_{12}=0$).

Par contre, lorsque la température du contact 2 augmente ($T_2 > T_1$), le niveau de fermi du côté du semi-conducteur près du contact chaud baissera en se rapprochant du niveau de fermi du semi-conducteur intrinsèque E_i (section) ainsi, les électrons franchiront plus facilement la barrière énergétique du côté du contact chaud (Figure, IV. 3.b).

Comme les densités d'états apparaissent à des niveaux d'énergie légèrement au-dessus de E_c , nous appellerons Δ_x l'énergie moyenne où les électrons se situent (ligne pointillée au-dessus de E_c (Fig. IV. 3.b).



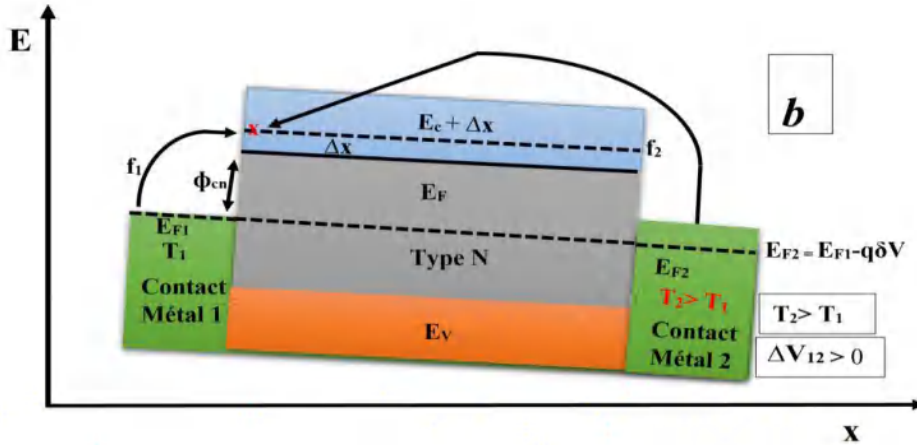


Figure IV. 3. Analyse de l'effet Seebeck avec les diagrammes des bandes d'énergie, a) pas de chaleur appliquée, b) chaleur appliquée. [7, 10, 12]

Le gradient de température va générer une tension positive V^+ sur le contact 2 chaud, créant ainsi une différence de potentiel δV suite à la différence de niveau de Fermi entre les contacts chauds et froid :

$$E_{F2} = E_{F1} - q \delta V \quad (\text{IV. 9})$$

Dans les conditions de circuit ouvert, le courant électrique J_x est nul et les électrons ne pourront pas se déplacer.

La tension générée s'ajuste à la différence de température pour équilibrer énergétiquement le système et empêcher le déplacement des électrons.

En effet, si le courant électrique s'annule ($J_x = 0$), cela se traduit par l'égalisation de la probabilité f_1 qui'il y ait un saut d'un electron du contact 1 froid vers $E_c + \Delta_x$ avec la probabilité f_2 de déplacement d'un electron du contact 2 chaud vers $E_c + \Delta_x$:

$$f_1 = f_2 \rightarrow f_1[E_c(0) + \Delta_x] = f_2[E_c + \Delta_x] \quad (\text{IV. 10})$$

En utilisant la distribution de Fermi-Dirac pour f_1 et f_2 , on obtient l'égalité suivante :

$$\frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E_c + \Delta_x - E_{F1}}{k_B T_1}\right)} = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E_c + \Delta_x - E_{F2}}{k_B T_2}\right)} \quad (\text{IV. 11})$$

Ce qui conduit à :

$$\frac{E_c + \Delta_x - E_{F1}}{k_B T_1} = \frac{E_c + \Delta_x - E_{F2}}{k_B T_2}$$

Pour obtenir finalement :

$$\delta V = \frac{E_c + \Delta_x - E_{F1}}{q T_1} \delta T \quad (\text{IV. 12})$$

On obtient donc une expression de δV en fonction de δT . On peut encore écrire cette équation en associant un facteur multiplicatif au coefficient Seebeck :

$$a_{12} = -\frac{E_c + \Delta_x - E_{F1}}{qT_1} \quad (\text{IV. 13})$$

Le coefficient de Seebeck est quantitativement défini comme une constante de proportionnalité entre la tension générée et la température appliquée.

$$\delta V = -a_{12} \delta T \quad (\text{IV. 14})$$

$$a_{12} = -\frac{\delta V}{\delta T} \quad (\text{IV. 15})$$

Le coefficient Seebeck, également appelé pouvoir thermoélectrique, peut donc être défini comme la capacité d'un matériau à produire une tension électrique en réponse à une différence de température dans un matériau.

Finalement l'expression du coefficient de Seebeck s'écrira :

$$a_{12} = -\frac{E_c - E_{F1}}{qT_1} - \frac{\Delta_x}{qT_1} = -\left(\frac{k_B}{q}\right)\left(\frac{E_c - E_{F1}}{k_B T_1} + \frac{\Delta_x}{k_B T_1}\right) \quad (\text{IV. 16})$$

$$a_{12} = -\left(\frac{k_B}{q}\right)\left(\frac{E_c - E_{F1}}{k_B T_1} + \delta_x\right) \quad (\text{IV. 17})$$

Où $\delta_x = \frac{\Delta_x}{k_B T_1}$

On peut par la même méthode définir le coefficient Seebeck d'un semi-conducteur de type P par la relation :

$$a_{12} = -\left(\frac{k_B}{q}\right)\left(\frac{E_{F1} - E_V}{k_B T_1} + \delta_x\right) \quad (\text{IV. 18})$$

Le coefficient de Seebeck est par convention négatif pour les semi-conducteurs de type N, et positif pour les semi-conducteurs de type P :

$$a_{12} < 0 \text{ type N.}$$

$$a_{12} > 0 \text{ type P.}$$

En analysant l'expression (IV. 17) et (IV. 18), on note que le coefficient Seebeck est proportionnel à la différence énergétique entre l'énergie proche des bords de bandes de valence et de conduction ($E_c + \Delta_x$) ou ($E_V - \Delta_x$) et l'énergie du niveau de Fermi.

Cela implique dans le cas de matériaux fortement dégénérés, comme les métaux ou certains semi-conducteur fortement dopés, le niveau de Fermi est très proche de E_c (ou de E_V) et que, par conséquent, le coefficient Seebeck Thermoélectriques constants.

Par contre, les semi-conducteurs légèrement dopés auront des pouvoirs thermoélectriques élevés.

II.3.2. Coefficient Peltier

L'effet Peltier est étroitement lié à l'effet Seebeck. Pour comprendre cet effet on devra se poser la question suivante :

Comment un courant électrique génère-t-il un flux de chaleur ?

Dans la figure (IV.2) nous reprenons l'exemple de la figure (IV. 4) un matériau semi-conducteur de type N mis en contact avec deux électrodes. Cette fois, le circuit est fermé et un courant électrique (J_x) est induit dans le matériau : les électrons entrant par le contact 1 et ressortent du contact 2 (de la gauche vers la droite, Figure (IV. 4)). Par convention le courant est de direction opposée (de droite à gauche).

L'expérience montre que, dans cette configuration, l'extrémité gauche du matériau, près du contact 1, se refroidira : il y a en effet prélèvement de chaleur de l'environnement.

En revanche, l'extrémité droite (contact 2) se réchauffera : il y aura donc émission de chaleur J_Q . Cette chaleur générée est exprimée en fonction du courant injecté, on définit ainsi un coefficient Peltier Π par la relation :

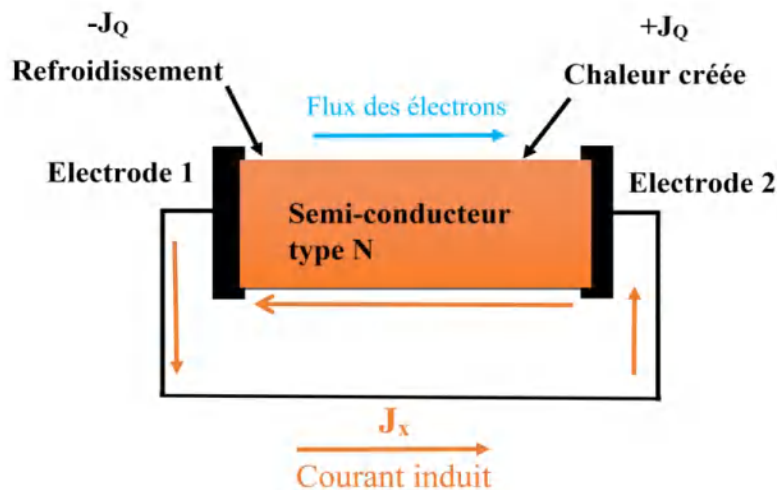


Figure IV. 4. Exemple de l'effet Peltier dans un semi-conducteur de type N.

$$\vec{J}_Q = \Pi \vec{J}_x \quad (IV. 19)$$

Dans cette relation J_Q est positif car sa direction est dans le sens de l'axe x.

J_x est cependant négatif car sa direction est contraire aux sous de l'axe x. Par convention Π est négatif.

Pour comprendre le lien entre la chaleur générée avec le courant induit et l'origine du coefficient de Peltier, on va se référer au diagramme des bandes d'énergie :

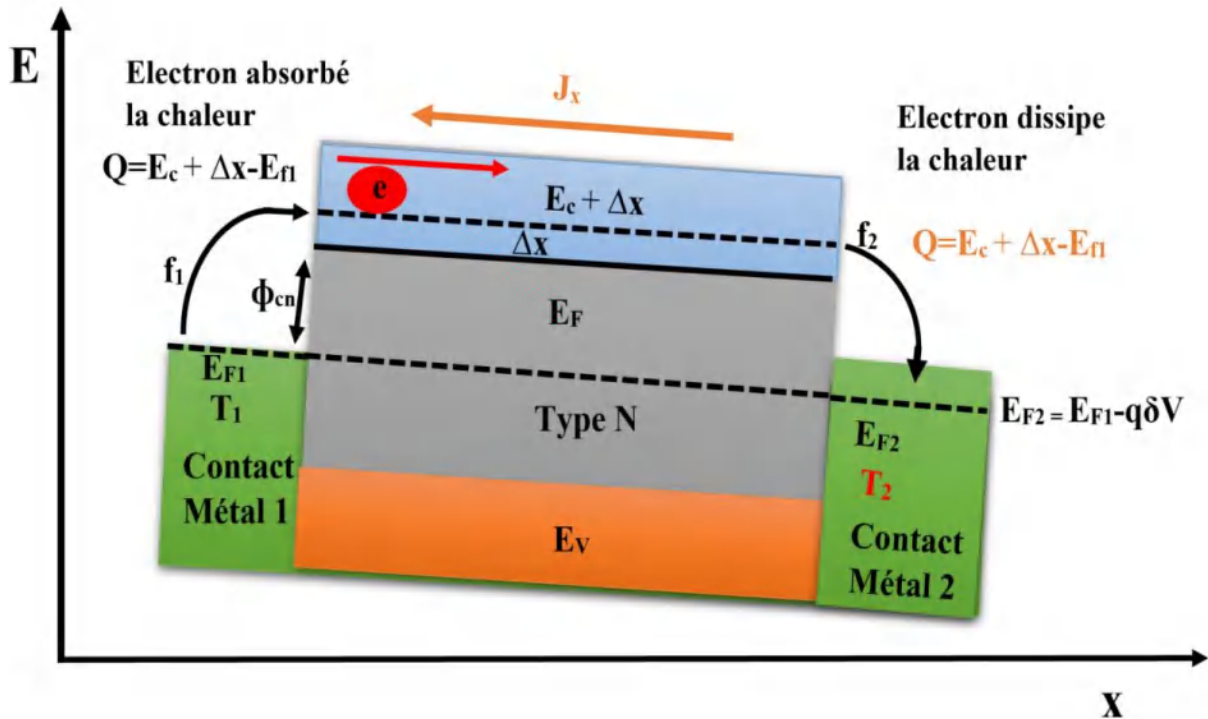


Figure IV. 5. Analyse de l'effet Peltier avec les diagrammes des bandes d'énergie.

En l'absence de tension induite et lorsque les températures des deux contacts sont égales, les niveaux de Fermi sont alignés le long du semi-conducteur et des contacts (Fig. IV. 3.). Lorsqu'on applique une tension électrique positive sur le contact 2 figure (IV. 5.) en gardant les températures des deux contacts égales, le niveau de Fermi baissera du côté du contact 2, et les électrons auront tendance à se déplacer du contact 1 vers le contact 2. Pour qu'il y ait déplacement de charges et circulation d'un courant, les électrons du contact 1 doivent franchir la barrière énergétique qui existe entre E_{F1} et $E_c + \Delta_x$.

Pour cela, les charges vont absorber de l'énergie thermique de l'environnement pour réaliser le saut vers $E_c + \Delta_x$ et éventuellement circuler dans le semi-conducteur. L'électron, en prélevant la chaleur, refroidira le contact 1.

L'énergie de Fermi du contact 2 étant diminuée par la tension induite, la barrière énergétique entre le matériau et le contact 2 est inférieure à celle du contact 1. En arrivant au contact 2, l'excès énergétique des électrons se dissipera sous forme thermique, chauffant ainsi l'extrémité du contact 2.

On peut exprimer le transfert thermique lors du franchissement des barrières énergétiques pour un électron par :

$$Q_a = E_c(0) + \Delta_x - E_{F1} \quad (IV. 20)$$

$$Q_d = -(E_c(G) + \Delta_x - E_{F1}) \quad (IV. 21)$$

Où Q_a est la chaleur absorbée et Q_d la chaleur dissipée.

Le flux de chaleur (contact 1 → contact 2) peut être exprimé sous forme d'équation :

$$J_Q = (E_c(G) + \Delta_x - E_{F1}) \cdot \left(\frac{-J_x}{q}\right) = \Pi J_x \quad (\text{IV. 22})$$

Où le terme $\frac{-J_x}{q}$ désigne le flux des électrons de gauche à droite.

Il découle de l'équation (IV. 23) une expression simple du coefficient Peltier :

$$\Pi = \left(\frac{-(E_c(G) + \Delta_x - E_{F1})}{q}\right) \quad (\text{IV. 23})$$

De même que pour le coefficient Seebeck, le coefficient Peltier des semi-conducteurs dopés N est négatif entre autres, positif pour les semi-conducteurs de type P.

On peut réarranger cette équation en :

$$\Pi = -\frac{E_c(G) - E_{F1}}{q} - \frac{\Delta_x}{q} = -\left(\frac{k_B T_1}{q}\right) \left(\frac{E_c - E_{F1}}{k_B T_1} + \frac{\Delta_x}{k_B T_1}\right) \quad (\text{IV. 24})$$

$$\Pi = -\left(\frac{k_B T_1}{q}\right) \left(\frac{E_c - E_{F1}}{k_B T_1} + \delta_x\right) \quad (\text{IV. 25})$$

Où $\delta_x = \frac{\Delta_x}{k_B T_1}$

Par analogie, le coefficient de Peltier pour un semi-conducteur de type p s'exprime comme suit :

$$\Pi = \left(\frac{k_B T_1}{q}\right) \left(\frac{E_{F1} - E_V}{k_B T_1} - \delta_x\right) \quad (\text{IV. 26})$$

En comparant ces équations à l'expression de Seebeck (éqs. (IV. 17) et (IV. 18)), on observe que les coefficients Seebeck (α_{12}) et Peltier sont des grandeurs physiques étroitement liées. Cette liaison entre les deux phénomènes a été observée par Lord Kelvin, qui a exprimé cette liaison par la relation de Thomson :

$$\Pi = \alpha_{12} \cdot T \quad (\text{IV. 27})$$

Le coefficient Peltier est défini comme le produit de la température par le coefficient Seebeck. Ces deux grandeurs font partie du même phénomène physique, les flux du courant électrique et de la chaleur se sont des phénomènes couplés.

Ainsi on voit l'aspect physique de l'effet Peltier, à savoir le phénomène de génération d'un gradient de température en appliquant une tension électrique.

Les processus sont réversibles : en changeant la polarité de la tension appliquée, le contact 1 sera chauffé, et le contact 2 sera refroidi ; le sens du gradient de température dépend donc du signe de la tension induite (ou du sens du courant).

Cependant, il est important de souligner la différence fondamentale entre l'effet Peltier et l'effet Joule.

L'effet Joule est dû à l'énergie électronique en énergie thermique en raison de la résistivité du matériau. En conséquence, il n'y a pas de gradient de température le long du matériau mais une distribution homogène de la dissipation thermique. De plus, l'effet Joule suit une loi quadratique $Q=(\rho I^2 \frac{l}{s} = I^2 R)$, et non linéaire comme pour l'effet Peltier.

L'effet Joule est souvent utilisé comme un terme supplémentaire lors de calculs et de simulations des modules thermoélectriques.

II.3.3. Facteur de mérite ZT

En considérant ces coefficients de transport apparaissant dans les phénomènes thermoélectriques, A.F. Ioffe [14, 15] a introduit un paramètre d'estimation de la qualité du matériau du point de vue de l'efficacité thermoélectrique. Ce paramètre, appelé (facteur de mérite) et habituellement noté (ZT),

Il combine la conductivité électrique, la conductivité thermique et le coefficient Seebeck dans une même expression :

$$ZT = \frac{\alpha_{12}^2 \sigma}{k} T \quad (\text{IV. 28})$$

Le facteur de mérite ZT est un nombre scalaire et sans dimensions. Seules les propriétés des matériaux interviennent dans l'expression du ZT ; le facteur de mérite est donc un terme qui exprime l'efficacité du matériau dans la conversion chaleur-électricité (et vice-versa).

Le facteur de mérite est la référence dans la classification des matériaux thermoélectriques. Plus le ZT est grand, plus le matériau est efficace pour la conversion thermoélectrique.

La plupart du temps, dans la structure de bande électronique simple des solides, les métaux sont de mauvais matériaux en ce qui concerne le transfert de chaleur. Par conséquent, les premiers travaux sur TE à haute efficacité mettent beaucoup l'accent sur les semi-conducteurs [16].

La Figure (IV. 6) montre la relation entre la température T des matériaux avec un facteur de mérite (ZT) différent et les valeurs TE, à partir desquelles une valeur ZT élevée et un ΔT élevé sont essentiels pour atteindre un niveau élevé.

Trois groupes de matériaux peuvent être définis. Les premiers, à base de Bismuth (Bi), Antimoine (Sb) ou Sélénium (Se) [17], présentent des valeurs de facteurs de mérite élevés mais ne sont utilisables que dans une gamme de température restreinte (environ 500 K au maximum).

Les suivants à base de plomb (Pb) [18] présentent des facteurs légèrement inférieurs mais avec une plage de température d'utilisation atteignant 800 K. Enfin, des matériaux sans Plomb et sans Tellure comme les siliciures (SiGe) [19], les chlatrates et les phases de Zintl [20], qui ont de bonnes performances pour des températures > 1000 K.

Un autre paramètre d'évaluation de matériaux thermoélectrique, le facteur de puissance (PF, De Power Factor), est parfois utilisé lorsque la conductivité thermique k est ignorée (comme par exemple, dans des études où k ne varie pas, ou dans les cas k très petites comme dans les matériaux organiques ou on s'intéresse principalement aux performances électrique). PF est défini en considérant uniquement le numérateur du Z :

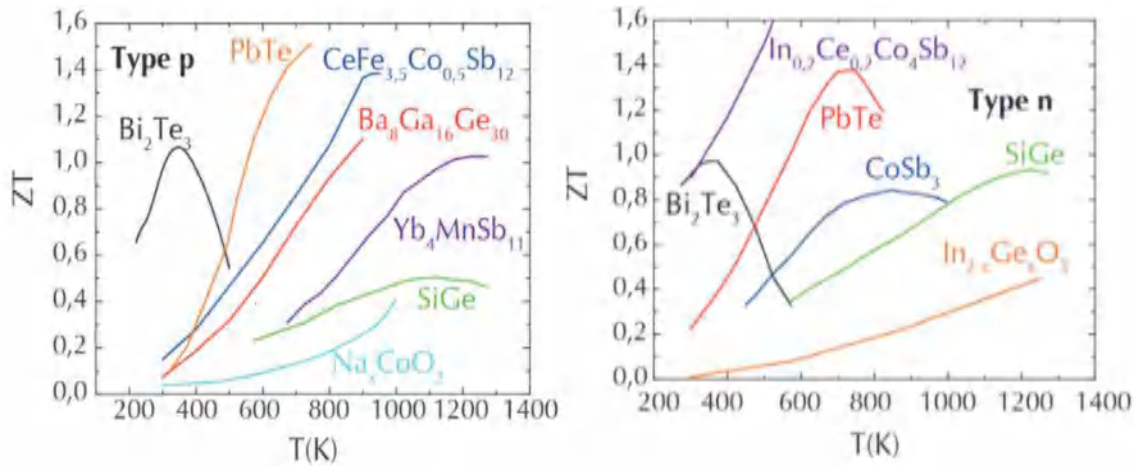


Figure IV. 6. Facteur de mérite pour les matériaux. [15]

III. La structure cristalline du matériau thermoélectrique à la pointe de la technologie, Bi_2Te_3

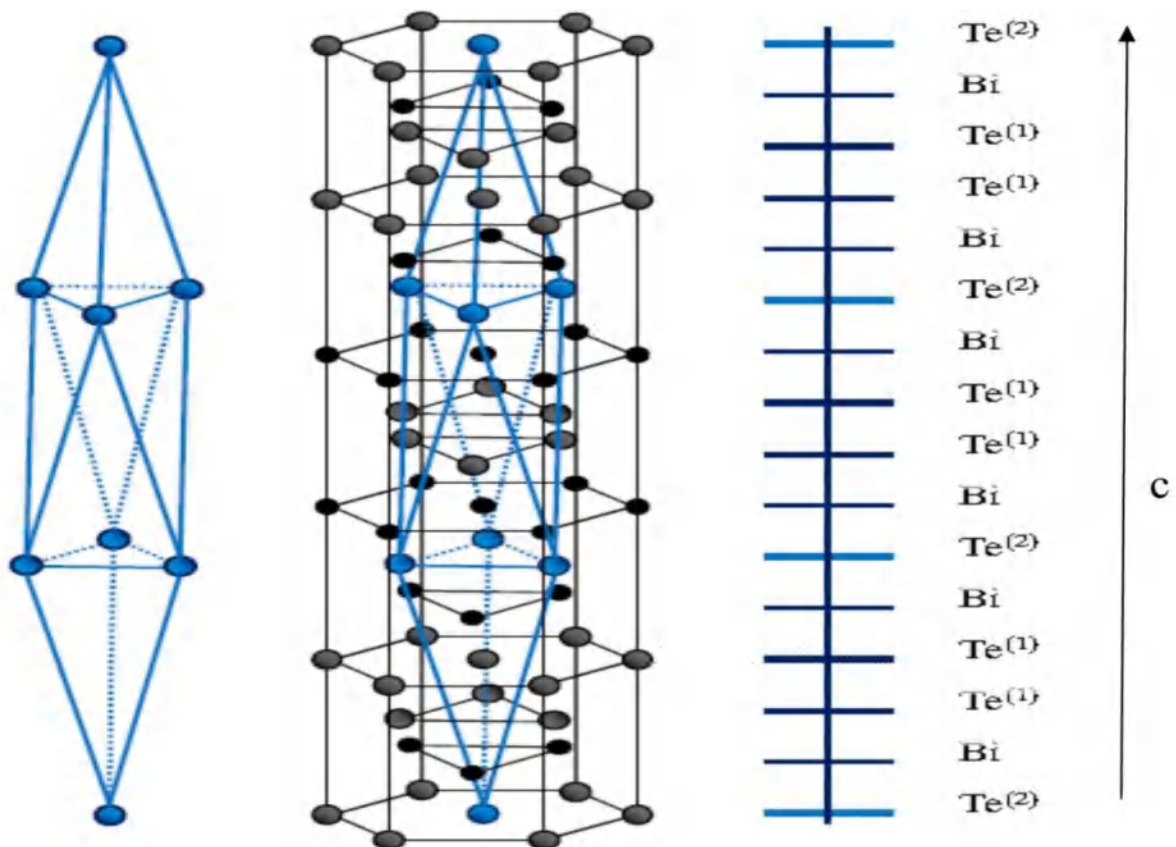


Figure IV. 7. Structure cristalline du matériau thermoélectrique à la pointe de la technologie, Bi_2Te_3 . Les atomes noirs sont Bi et les atomes bleus sont Te. [4, 21]

Dans le cadre de la structure de bande électronique simple des solides, en général, les métaux sont de mauvais matériaux. Par conséquent, la plupart des premiers travaux du TE mettent beaucoup l'accent sur les semi-conducteurs. [3, 22].

Afin d'avoir un rapport maximum entre conductivité thermique, le matériau doit présenter une faible concentration en porteurs, de l'ordre de $10^{18} - 10^{19} \text{ cm}^{-3}$, avec des hautes mobilités.

D'après les valeurs d'électronégativité selon Pauling, voisines pour le Bismuth Bi (2,02) et le tellure Te (2,09), le Tellure de Bismuth (Bi_2Te_3) est considéré comme un solide iono-covalent. Celui-ci cristallisé dans un système rhomboédrique simple appartenant au groupe d'espace D_{3d}^5 [23, 24], la cellule unité contient alors deux atomes de bismuth et trois atomes de tellure.

Toutefois, il est plus commode de le représenter dans une maille hexagonale qui met en évidence la structure lamellaire résultant de la succession de couches d'atomes de la même espèce. Ces couches sont disposées perpendiculairement à l'axe ternaire du cristal et selon le quintet de base suivant : $\text{Te}^{(1)} - \text{Bi} - \text{Te}^{(2)} - \text{Bi} - \text{Te}^{(1)}$. Le paramètre c_h est alors constitué de l'empilement de trois quintets de base. Bien que les paramètres de réseau été déterminés par Francombe [24] à $a_h = 4,3835 \pm 0,0005 \text{ \AA}$ et $c_h = 30,487 \pm 0,001 \text{ \AA}$, des mesures ont révélé des variations de ceux-ci en fonction de la composition [25]. Les mailles rhomboédrique et hexagonale sont représentées ci-après (figure. IV. 7).

Les couches de **Bi** et **Te** sont maintenues ensemble par de fortes liaisons covalentes, tandis que la liaison entre les couches de **Te** adjacentes est du type "van der Waals". Cette faible liaison entre les couches **Te** explique la facilité de clivage dans le plan perpendiculaire à l'axe-c et les propriétés de transport thermique et électrique anisotropes de Bi_2Te_3 . (Figure IV. 7) Par exemple, la conductivité thermique le long du plan perpendiculaire à l'axe c ($1,5 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$) est près de deux fois supérieure à celle de la valeur dans la direction de l'axe c ($0,7 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$). Les valeurs de conductivité thermique des Bi_2Te_3 de types p et n sont de $1,9 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$.

III.1. Exclusion mutuelle

En examinant l'expression du facteur de mérite ZT on s'aperçoit de la difficulté principale dans l'amélioration ce facteur et que le numérateur est composé de deux variables électriques, alors que le dénominateur est une composante thermique. Pour améliorer le facteur de mérite (ZT), il faut donc améliorer les trois ou au moins l'un des trois paramètres (sans dégrader les autres).

En dopant le matériau, la conductivité électrique va certes augmenter avec la hausse de concentration des porteurs de charge mais le niveau de fermi E_F se rapprochera des bords de bandes de conduction pour un dopage N, ou de valence pour un dopage P. Ceci se traduira par une diminution du coefficient Seebeck (éqs. IV.17 et IV.18).

A l'inverse, lorsqu'on tente d'augmenter le coefficient Seebeck, E_F s'éloignera des bords de bandes et la conductivité électrique du matériau diminuera. Ce comportement est illustré figure (IV. 8) :

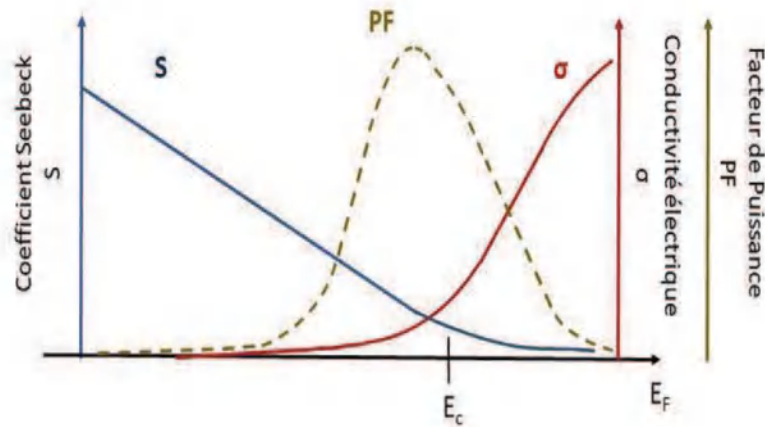


Figure IV. 8. Facteur de puissance, σ , a_{12} en fonction de la position de E_F . [10, 26, 27]

Ainsi, les principales composantes sont interdépendantes et l'augmentation d'une composante par voie de dopage entraîne la chute d'une autre. On voit à l'aide de la figure (IV. 8), que la valeur optimale du facteur de puissance correspond à E_F légèrement en-dessous de la bande de conduction pour le dopage N (au-dessus de la bande de valence pour le dopage P). Une interdépendance similaire entre k et σ règne dans certains matériaux où la loi e Wiedemann-Franz (équ. IV. 1. 31.) est manifestée. [10, 26]

Par conséquent la stratégie visant à augmenter l'efficacité thermoélectrique d'un matériau consiste dans la majorité des cas à déterminer l'énergie du niveau de fermi optimale en ajustant le taux de dopage. Le but est d'obtenir une conductivité électrique suffisante pour pouvoir générer un courant et un coefficient de Seebeck pas trop petit pour que le matériau puisse générer l'effet thermoélectrique ; les performances optimales sont donc un compromis entre ces 2 paramètres.

De plus pour un semi-conducteur, la conductivité thermique k est régie principalement par les phonons et les vibrations du réseau. Ainsi la diminution de k représente un enjeu primordial pour augmenter le facteur de mérite (ZT) par l'ingénierie de conductivité thermique k sans affecter les autres paramètres thermoélectriques. Cette démarche, néanmoins, s'est avérée difficile [10, 26].

Cette exclusion mutuelle des composantes déterminant l'efficacité d'un matériau est le principal obstacle rencontré dans la thermoélectricité, et les progrès consisteront à pouvoir augmenter une grandeur sans affecter les autres. Typiquement, les matériaux à plus grand facteur de mérite ZT sont des semi-conducteurs fortement dopés ou des semi-métaux, dont les plus connus sont le tellure de bismuth, ou d'antimoine ou de plomb [10, 26]

III.2. Principe d'un dispositif thermoélectrique

L'unité de base d'un système de conversion thermoélectrique (générateur ou réfrigérateur) est le thermocouple (TC), schématisé sur la figure (IV. 9).

Ce dispositif est composé de deux matériaux thermoélectriques (un semi-conducteur de type P ou N appelés " pattes" ou " branches ") connectés électriquement en série par et une électrode métallique et thermiquement en parallèle ; le tout étant placé entre deux plaques céramique (conducteurs thermiques). Un thermocouple TC est la brique élémentaire dans la conception de dispositifs thermiques [8, 12] [26-32]

Un thermocouple peut être utilisé dans trois cas :

- Génération d'électricité (conversion de la puissance thermique en puissance électrique).
- Réfrigération (conversion de la puissance électrique en absorption de chaleur).
- Pompage à chaleur (transfert de chaleur d'un milieu froid vers un milieu chaud).

Dans les analyses ci-dessous, on supposera que les paramètres des matériaux (α_{12} , k , et σ) sont indépendants des températures par souci de simplicité. [17,20,21] [33-36]

III.2.1. Refroidissement

Les principales applications des effets thermoélectriques sont les thermocouples et les modules thermoélectriques utilisés, soit en pompes à chaleur, soit générateurs thermoélectriques. Les modules thermoélectriques sont basés sur l'effet Peltier et sont constitués de couples thermoélectriques élémentaires (Figure IV. 9).

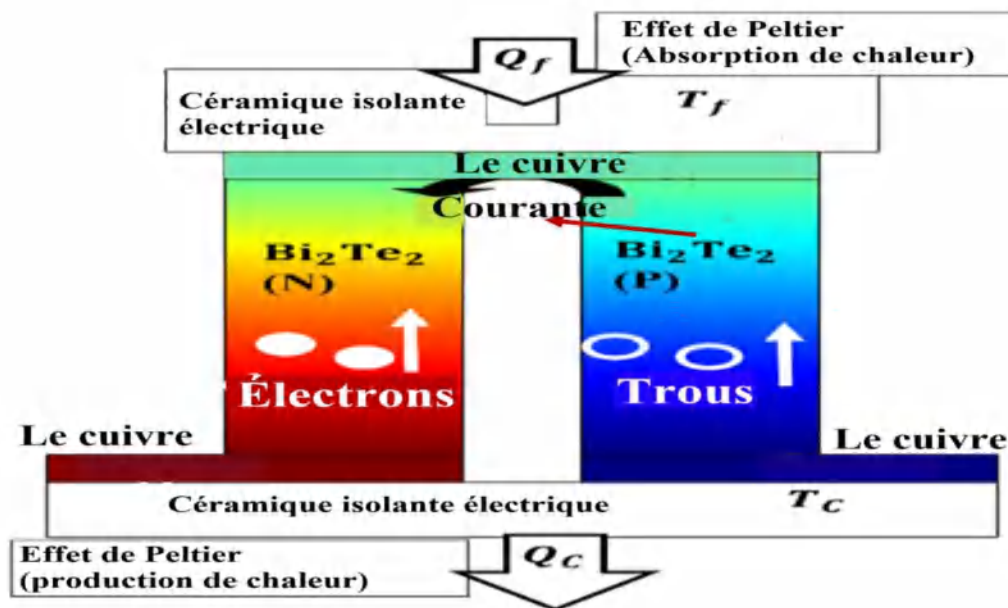


Figure IV. 9 Structures simulées : Les deux bras du thermocouple en matériaux semi-conducteurs sont reliés par un pont métallique (cuivre). Les céramiques assurent à la fois l'isolation électrique et l'assemblage du métal. La chaleur absorbée est inférieure à celle rejetée [37, 38].

L'effet Seebeck a deux applications principales : la mesure de la température et la production d'énergie électrique [33].

On considère un thermocouple composé de deux semi-conducteurs de type p et n, et d'électrodes métalliques. Lorsqu'un courant passe à travers le dispositif, la chaleur est attirée au niveau de la plaque froide en passant du semi-conducteur (P au N) avant d'être dissipée au niveau de la plaque chaude lors du passage inverse de N vers P (figure IV. 9) :

La jonction élevée étant chaude (T_c) dégage de la chaleur Q_c ; la jonction basse se refroidit (T_f). Lorsque l'on inverse le sens du courant électrique, les jonctions chaudes et froides sont inversées ainsi que le flux de chaleur.

L'effet Peltier étant renversable, un tel dispositif soumis à un flux de chaleur fournit un courant électrique. De tels dispositifs associés à des piles atomiques servant de sources de chaleur sont utilisés dans les sondes spatiales comme source d'électricité. Le rendement de ces dispositifs est d'environ 10%.

Nous nous intéressons dans ce qui suit aux modules thermoélectriques utilisés en tant que pompes à chaleur. Ils sont constitués de plusieurs couples thermoélectriques assemblés en parallèle thermique et en série électrique.

Les principales applications des effets thermoélectriques sont les thermocouples et les modules thermoélectriques utilisée en pompes à chaleur, soit en générateurs thermoélectriques. Les modules thermoélectriques sont basés sur l'effet Peltier et sont constitués de couples thermoélectriques élémentaires (figures IV. 9)

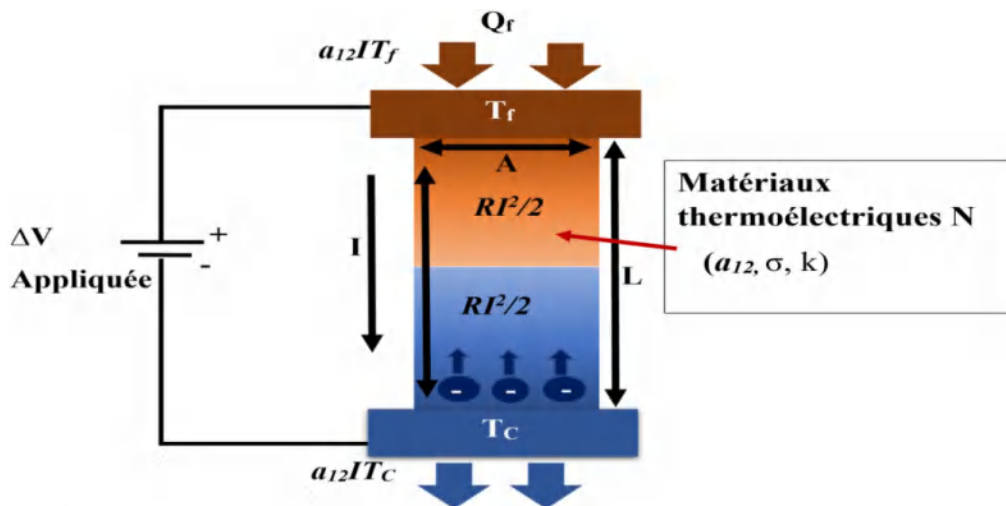


Figure IV. 10. Flux de chaleur dans une patte lors d'une tension appliquée.

Pour effectuer un bilan thermique, considérons une patte de type N comme illustrée figure IV.10. On suppose d'une part que la chaleur Q_f se propage de la partie chaude vers la partie froide et traverse uniquement la patte thermoélectrique, et d'autre part, que la résistance thermique de contacts est négligeable pour simplifier les calculs.

Le flux de l'énergie thermique peut être décomposé de la manière suivante ;

- La puissance $a_{12}T_f I$ qui correspond à la dissipation de l'énergie électrique des charges (par effet Peltier) au contact T_f , $a_{12}T_c I$ ou l'absorption de l'énergie thermique des charges au contact T_c .

La dissipation du courant électrique en chaleur par effet Joule provoqué par le passage du courant à travers les semi-conducteurs

$$p = \rho I^2 \frac{l}{s} = RI^2 \quad (\text{IV. 30})$$

- Le transfert de chaleur exprimé par la loi de Fourie $k\Delta T$, qui est parallèle à la direction du déplacement des charges ;
- ($k = \frac{k_n S_n}{l_n}$) Étant la conductance thermique :

$$Q = k\Delta T = 2k(T_c - T_f) \frac{s}{l} \quad (\text{IV. 31})$$

Où S_n et l_n sont respectivement la section et la longueur de la branche, k la conductivité thermique. Les puissances thermiques résultants au contact chaud Q_f et au contact froid Q_c mesurées en Watt, sont donc [34] :

$$Q_f = 2N[a_{12}T_f I - \rho I^2 \frac{l}{s} - 2k(T_c - T_f) \frac{s}{l}] \quad (\text{IV. 32})$$

$$Q_c = 2N[a_{12}T_c I - \rho I^2 \frac{l}{s} - 2k(T_c - T_f) \frac{s}{l}] \quad (\text{IV. 33})$$

☛ L'efficacité de conversion entre l'énergie électrique et le refroidissement est mesurée à l'aide du coefficient de performance (COP), qui peut être exprimé par l'équation (IV. 35), où Q_c est la puissance frigorifique et la puissance absorbée [17].

$$P_{elec} = a_{12}(T_H - T_C)I + \rho I^2 \frac{l}{s} \quad (\text{IV. 34})$$

$$COP = \frac{Q_c}{P_{input}} \quad (\text{IV. 35})$$

☛ Il est possible de déterminer le coefficient de performance maximal COP_{max} par rapport au courant injecté

si on fixe $dc/dl=0$. On définira

$T_M = \frac{T_2 - T_1}{2}$. Le courant pour le quel COP_{max} est :

$$I_c = \frac{a_{12}(T_f - T_c)}{R[(1 + ZT_M)^{\frac{1}{2}} - 1]} \quad (\text{IV. 36})$$

☛ Le coefficient de performance maximal COP_{max} est :

$$COP_{max} = \frac{T_c[(1 + ZT_M)^{\frac{1}{2}} - T_f/T_c]}{(T_f - T_c)[(1 + ZT_M)^{\frac{1}{2}} + 1]} \quad (\text{IV. 37})$$

III.3. Les caractéristiques simulées du refroidisseur par effet Peltier

Dans cette partie, nous avons étudié les paramètres du refroidisseur à effet Peltier, dans le but de déterminer les performances :

- La différence de température T en fonction du courant (I), pour capter le courant appliqué au point de différence de température maximale ΔT , conception sur refroidissement Peltier pour atteindre une température maximale élevée T .
- le coefficient de performance (COP)

La Figure. (IV.11) illustre le diagramme de performance de la différence de température entre les plaques en céramique et le courant électrique. Cette courbe permet de fixer le courant de polarisation du refroidisseur à 35mA. En effet, ce seuil nous fournit la valeur optimale de la différence de température ΔT . Lorsque le courant électrique augmente dans le système de refroidissement, il y a une amélioration de la différence de température (ΔT) et, la valeur maximale est ($\Delta T = 74K$) pour un courant de 35mA. [33, 34].

En outre, nous avons fait une étude d'optimisation stationnaire pour analyser le courant électrique optimal (I_{max}), afin d'obtenir la différence de température maximale (ΔT_{max}) entre les plaques de céramique.

Afin déduire la tension associée, la résistance globale et le facteur de qualité du refroidisseur Thermoélectrique.

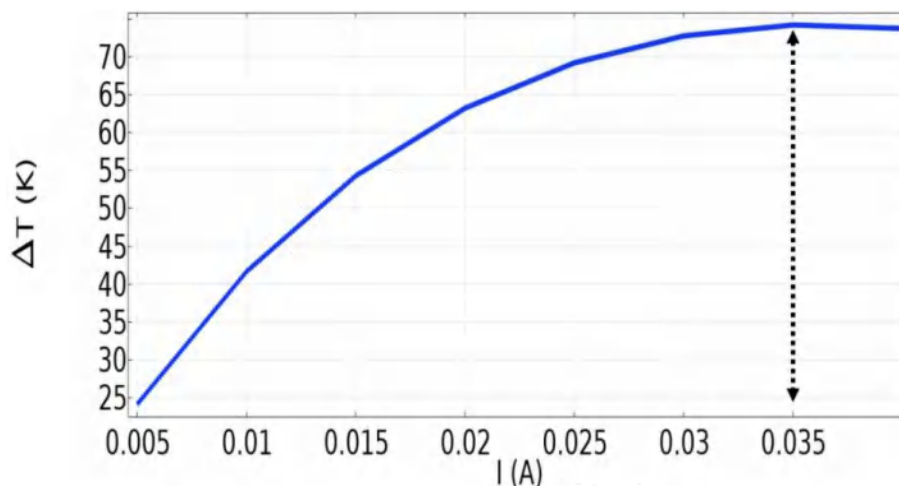


Figure IV. 11. Diagramme de performance de la différence de température entre Les plaques de céramique et le courant électrique. [39]

Nous utilisons le courant optimal précédemment trouvé (I_{max}) pour calculer la charge calorifique maximale admissible (Q_{max}), atteinte lorsque la différence de température entre les plaques de céramique disparaît à zéro.

Nous résolvons le modèle pour différentes valeurs de courant électrique appliqué, comprises entre ($0.1 * I_{max}$) et ($1.1 * I_{max}$). À partir de ces résultats, vous pouvez obtenir le coefficient de performance ΔT (I), comme illustré à la figure IV. 12. ci-dessous.

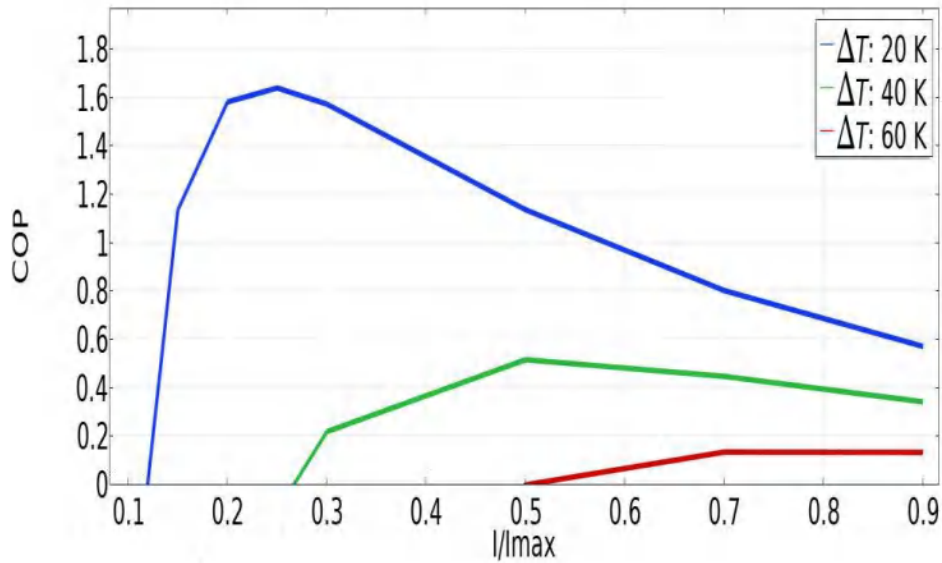


Figure IV. 12. Coefficient de performance pour une différence de température entre des plaques de céramique de 20 K, 40 K et 60 K. [39]

La figure. (IV. 12) illustre la fluctuation du COP du refroidisseur thermoélectrique TE par rapport au courant relatif (c'est-à-dire le courant fourni (I)/courant maximal (I_{MAX})) de 0,1 à 0,9 et $I_{MAX} = 35$ [mA].

Le COP maximal est atteint à 1,66 et 0,52, suivis de 0,133, respectivement, de température 20 K, 40 K et 60 K. De plus, on observe que ΔT et COP sont inversement proportionnels.

IV. Analyse et étude du TBH SiGe avec refroidisseur par effet Peltier

IV.1. Structure considérée

La structure simulée dans le cadre de ce travail est un NPN SiGe TBH intégré à la technologie BiCMOS9MW avec une longueur de canal de 0,13 μm et un émetteur poly silicium (Figure. IV. 13.) [36].

Le contact collecteur est relié à une couche enterrée de Silicium (N^+). La base est de (P^+) SiGe d'une épaisseur de 30 nm. Deux couches de poly-silicium (P^+) sont situées au-dessus de la base pour servir de contact. L'émetteur correspond à deux couches : du poly-silicium dopé (N^{++}) et une couche de silicium monocristallin (N).

Les tranches d'isolations profondes (DTI) et peu profondes (STI), permettent de réduire les éléments parasites et le temps de transit. Plus, elles réalisent l'isolation électrique et réduisent les capacités parasites, cependant le principal inconvénient de ces tranches est l'augmentation de la température des composants considérés ce qui affecte la performance, Drop in (Les caractéristiques statiques et dynamiques).

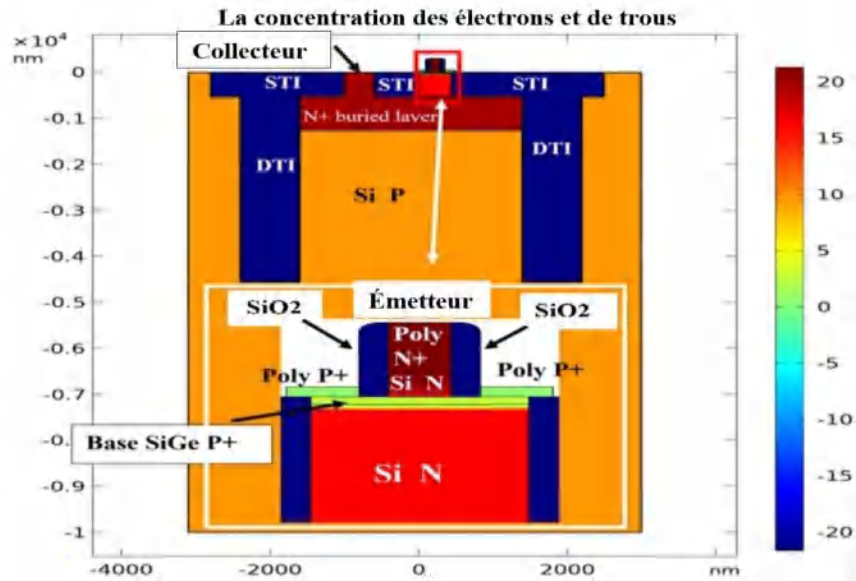


Figure IV. 13. La structure de TBH SiGe simulé avec le logiciel COMSOL Multiphysics, Log de concentration des électrons et les trous. [36, 39]

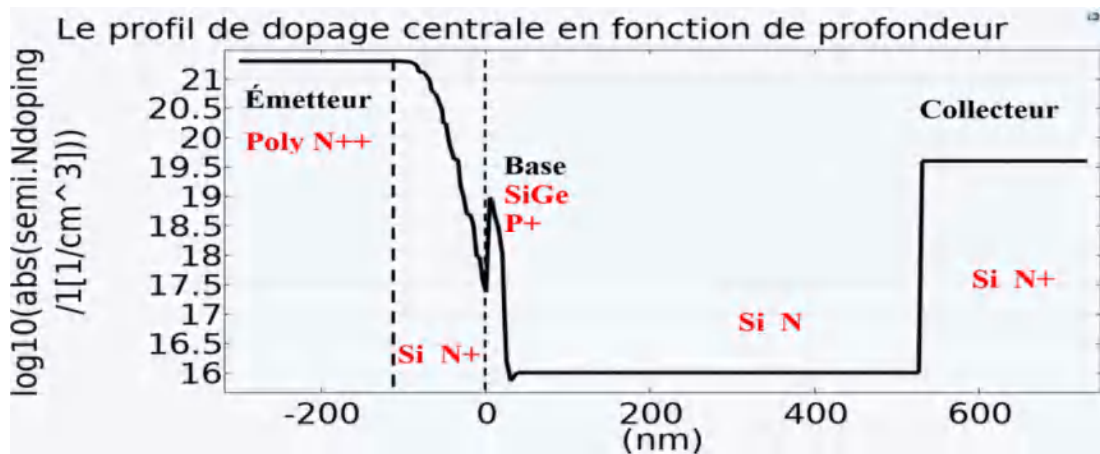


Figure IV. 14. Le profil de dopage central de TBH NPN à base $Si_{80\%}Ge_{20\%}$. [39]

La figure (IV.14) représente, le profil de dopage vertical du transistor bipolaire à hétérojonction SiGe (TBH). Cette structure a une concentration maximale de dopage de base de $2.10^{19} \text{ cm}^{-3}$, avec une fraction de Ge constante de 20%, une concentration maximale de $1.5.10^{21} \text{ cm}^{-3}$ à l'interface poly / mono, une épitaxie de l'ordre de $3.10^{16} \text{ cm}^{-3}$ et un substrat de l'ordre de 500 à 600 nm.

IV.2. Etude et analyse

Afin d'analyser le dispositif TBH en considérant l'effet Peltier, une implémentation des effets TE dans le logiciel COMSOL Multiphysics est décrite en utilisant le mode d'application PDE (Partial Différentiel Equations) [40]. Il est basé sur des équations macroscopiques des semi-conducteurs utilisant le modèle de Dérive-Diffusion (DDM [41, 42]).

Nous avons basé notre analyse sur une description macroscopique de semi-conducteurs avec une composition non uniforme des matériaux Si et SiGe. Le logiciel

COMSOL utilise le modèle DDM [41, 42]. Ceci est basé sur l'équation de Poisson (1) et les équations de continuité des électrons et des trous (2 et 3). Équation de Poisson [43, 44],

Dans la première partie, nous présentons la répartition du potentiel électrostatique et de la température sur l'ensemble surface du TBH SiGe compte tenu de l'effet Peltier.

En revanche, dans la seconde partie, nous avons considéré qu'il était plus approprié de comparer les caractéristiques statiques et dynamiques du TBH SiGe (gain statique β_{max} , f_{max}) obtenu dans ces trois cas : (Sans l'Auto-Echauffement (SAE), Avec l'auto-échauffement (AE), Avec l'auto-échauffement (AERP) et refroidissement par effet Peltier.

IV.2.1. Potentiel électrique du HBT SiGe et répartition de la température

Dans cette première partie, nous avons simulé le potentiel électrique afin d'observer la répartition des charges électriques (électrons et trous) sur l'ensemble du composant, ainsi que la répartition de la température à la surface du TBH SiGe, afin de déterminer le point le plus chaud sur le transistor, compte tenu du phénomène l'auto-échauffement (AE) et de refroidissement par effet Peltier (AE-RP).

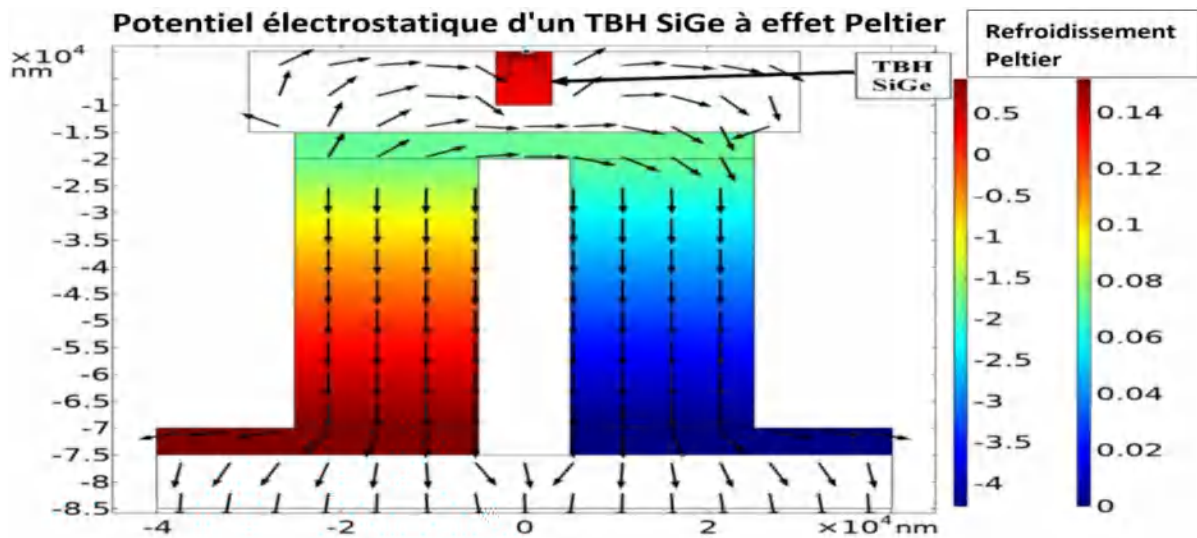


Figure IV. 15. Potentiel électrostatique d'un TBH SiGe avec effet Peltier pour, $V_{CE}=5V$, $V_{BE}=0.925V$, et le courant Peltier était prévenant (35 mA). [39]

Nous avons placé le TBH au centre de la plaque en céramique pour qu'un échange thermique important se produise, à partir des cinq faces (Avant, arrière, droite, gauche et bas).

La figure (IV. 15) illustre la répartition du potentiel électrique dans un TBH à base de SiGe en considérant un refroidissement Peltier. La céramique étant un isolant électrique, cette plaque est placée entre le système de réfrigération et le TBH assure ainsi un échange thermique, et empêche la transmission de charge électrique (électrons et trous) entre les deux éléments (TBH, refroidissement Peltier), ce qui peut conduire à la destruction de l'un d'eux [45].

La figure IV. (16) montre la distribution de température à la surface du TBH polarisé par une tension $V_{BE} = 0,925 \text{ V}$, $V_{CE} = 5 \text{ V}$, tandis que le système de refroidissement était polarisé par un courant de 35 mA.

La Figure. IV (16, a) montre l'auto-échauffement (AE) d'un TBH SiGe, le point le plus chaud se situe entre la base SiGe et la couche enterrée du collecteur (N^+) et, la température maximale est d'environ ($T_{max}=467\text{K}$). Cette augmentation excessive de la température est principalement due à la présence des tranchées d'isolement (STI et DTI) qui sont des isolants thermiques. De plus, l'utilisation du composant à hautes fréquences accentue ce phénomène.

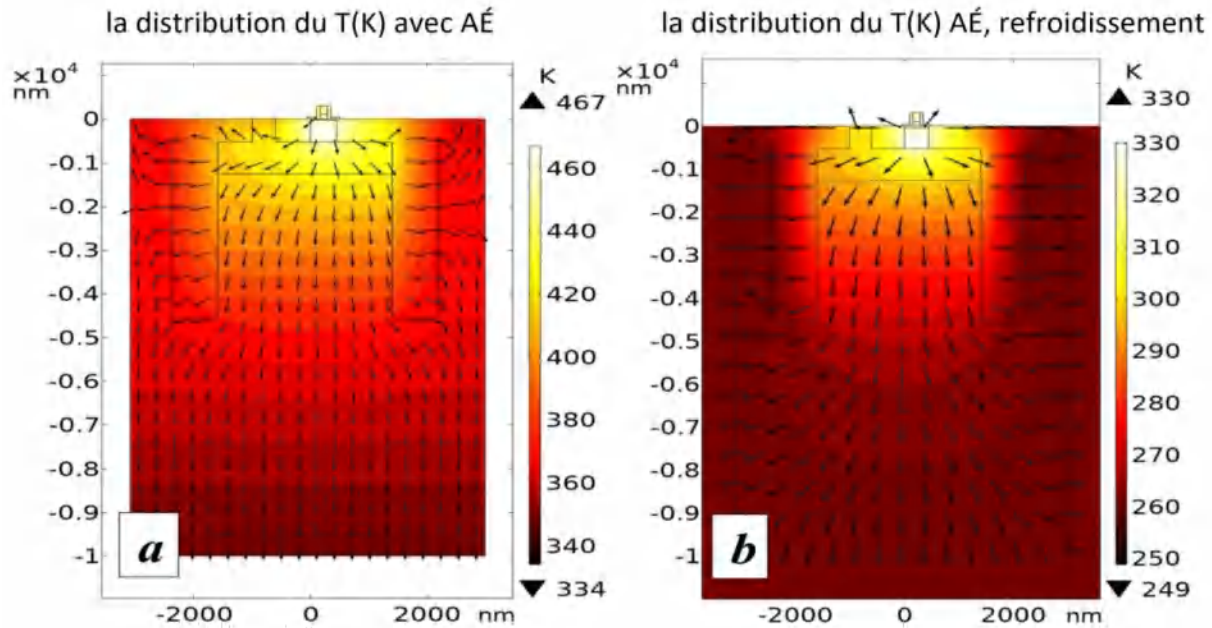


Figure IV. 16. La distribution de température (2D) en TBH SiGe, a) avec auto-échauffement (AÉ) ($T_{max} = 467\text{K}$), b) avec effet de refroidissement Peltier ($T_{max} = 330 \text{ K}$). [39]

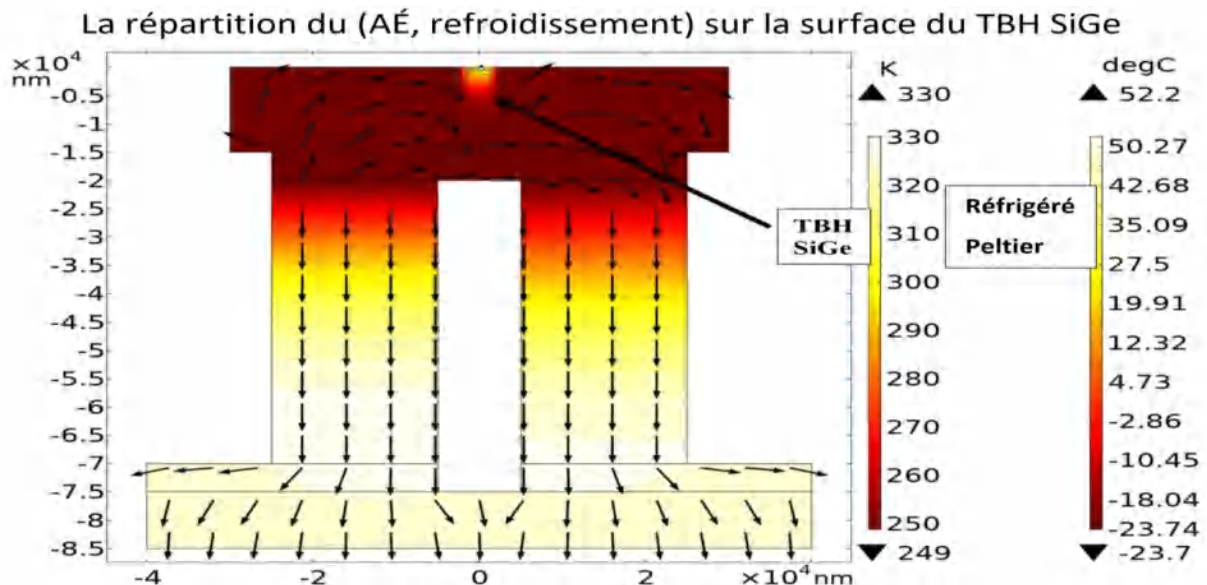


Figure IV. 17. Répartition de la température verticalement en Circuit Intégré, Refroidisseur TE " Refroidissement Peltier " et TBH SiGe, à $T_{max} = 330 \text{ K}$: $V_{CE} = 5\text{V}$ et $V_{BE} = 0.925\text{V}$ et courant Peltier (35 mA). [39]

En revanche, lorsqu'il y a un refroidissement par effet Peltier Figure. IV (16, b) le point le plus chaud est toujours au même point du TBH, entre la base SiGe et la couche enterrée du collecteur (N^+). Cependant, il y a une diminution notable de la température maximale de l'auto-échauffement (AE) elle est de l'ordre de ($T_{\max} = 330K$).

Cette diminution est due à un échange thermique entre les deux systèmes : le refroidisseur à effet Peltier et le TBH. La direction de polarisation du refroidisseur a été choisie de telle sorte que le côté froid (-23°) soit situé directement sous le composant, afin de le refroidir Figure. IV (17). [39]

IV.2.2. Caractéristiques statiques et dynamiques

Dans cette partie, nous allons simuler les caractéristiques statiques et dynamiques du TBH SiGe ; le gain statique (β), les fréquences d'oscillation maximale (f_{\max}) d'un TBH SiGe sans auto-échauffement, avec effet d'auto-échauffement, et auto-échauffement avec refroidissement par effet Peltier.

Le logiciel COMSOL prend en compte l'effet d'auto-échauffement (AÉ) en considérant la variation de température à la surface du composant pour déterminer le point le plus chaud sur toute la surface du HBT.

La stimulation électrique du transistor a été obtenue dans une étude stationnaire, la tension du collecteur ($V_{CE}=5V$) et la tension de la base (V_{BE}) en faisant varier (0 à 1,1V).

Le système de refroidissement est polarisé par un courant égal à 35 mA. Suite à l'étude que nous avons faite dans la section les caractéristiques du refroidissement Peltier et dans la figure IV. (10) nous avons analysé la variation de la différence de température ΔT en fonction du courant (I) afin de capter le courant appliqué à la température maximale.

La valeur du courant la plus élevée ($I_{\max}=35$ mA) a été obtenue pour la différence de température $\Delta T =75$ K. [34, 35].

La figure (IV. 18, a) illustre le gain de courant d'un TBH SiGe, sans auto-échauffement et avec effet d'auto-échauffement. On remarque une diminution du gain en courant lorsque la tension de base augmente ($V_{BE} \geq 0.75V$), en particulier, lorsque le TBH chauffe. Cette diminution peut être attribuée aux propriétés physiques des matériaux (Si, SiGe) qui dépendent fortement de la température comme la mobilité des porteurs [46, 47], la conductivité thermique [48] et la bande interdite [49].

Lorsqu'il y a auto-échauffement du composant, la température augmente, entraînant une diminution de la mobilité des porteurs, de la conductivité thermique et de la largeur de la bande interdite, ce qui provoque une diminution des porteurs où un courant plus faible et un gain inférieur.

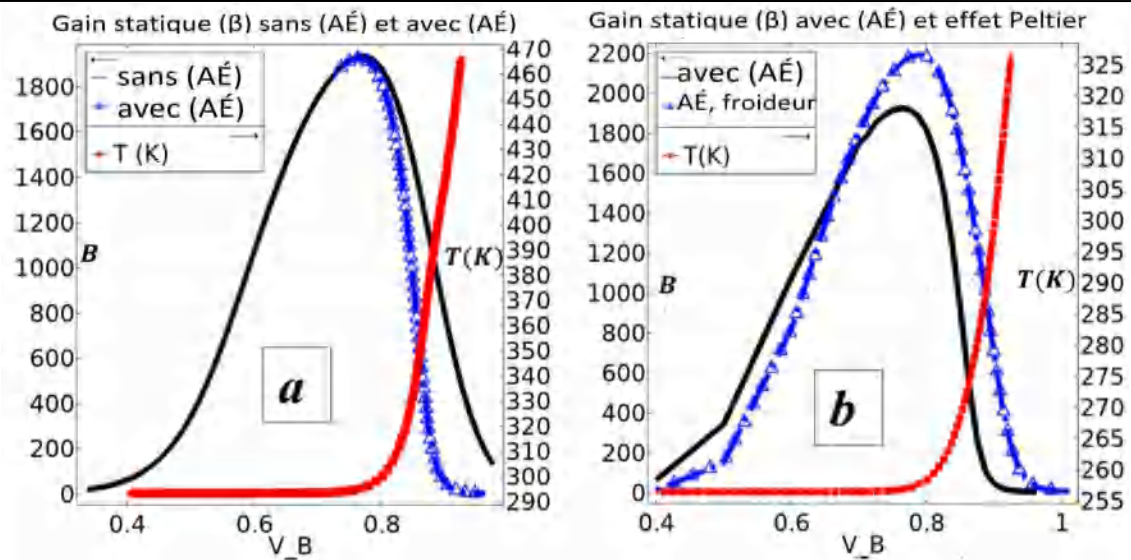


Figure IV. 18. a) Gain statique (β) d'un TBH SiGe sans auto-échauffement (AE) et avec auto-échauffement (AE), b) Gain statique avec auto-échauffement (AE) et Refroidissement par effet Peltier. [39]

Cependant, la figure IV (18, b) représente le gain en courant (β) en considérant un TBH avec auto-échauffement et TBH avec auto-échauffement et refroidissement par effet Peltier. La concentration plus élevée de Ge à la jonction (EB) et le rétrécissement de la bande interdite de la base fortement dopée, compensent le rétrécissement de la bande interdite de la région de l'émetteur fortement dopée, pour produire un pic de manière quasi exponentielle avec un gain maximal de ($\beta_{\max} = 1913$) avec auto-échauffement et ($\beta_{\max} = 2183$) avec refroidissement Peltier. [50]. Il y'a une amélioration du gain maximal dans le cas d'un refroidissement par effet Peltier. Le tableau (IV.1) synthétise cette variation.

(2) à basses températures, servent à minimiser le stockage de charge indésirable associé à la mal dit j'ai couche de capuchon d'émetteur ainsi qu'à contourner la dégradation à des niveaux d'injection moyens en raison des effets de rampe Ge dépendant du biais [51, 52].

V_{be} (V)	0.65	0.7	0.75(β_{\max})	0.8	0.85	0.9
β (300K) sans (AE)	1475	1775	1917	1875	1475	820
β (T) avec (AÉ)	1475	1774	1913	1820	900	50
β (T) avec AÉRP, refroidissement Peltier	1343	1800	2103	2183	1748	700

Tableau IV.1: Le gain de courant et l'impact du refroidissement par effet Peltier sur l'auto-échauffement (AÉ) du TBH SiGe. [39]

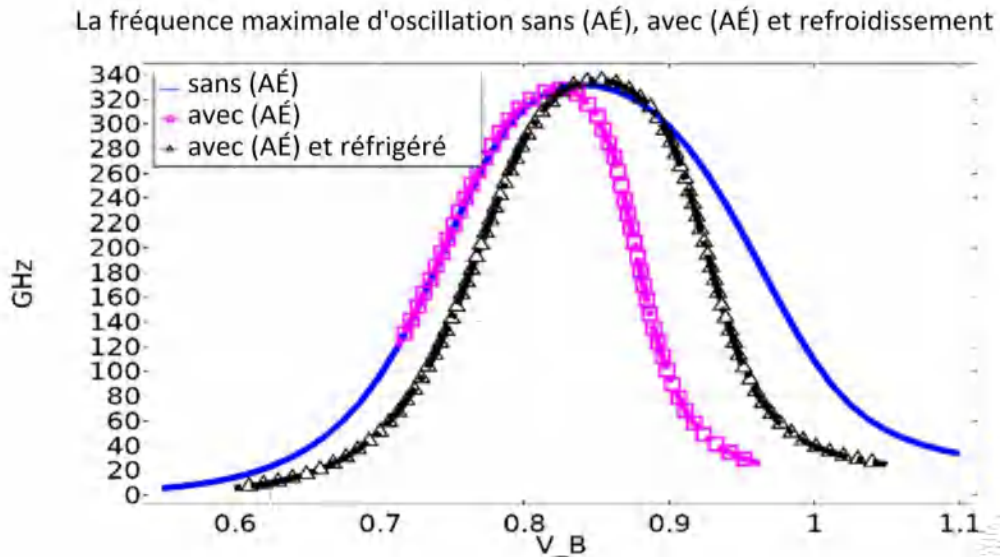


Figure IV. 19. Fréquence maximale d'oscillation (f_{max}) d'un transistor TBH SiGe : sans auto-échauffement $T = 300K$ ($f_{max} = 331.3GHz$) [53], avec auto-échauffement ($f_{max} = 328.45GHz$), et refroidissement Peltier ($f_{max} = 335.75GHz$). [39]

La figure. (IV. 18) montre les fréquences de coupure (f_{max}) d'un transistor TBH SiGe, sans auto-échauffement, avec auto-échauffement, et auto-échauffement avec refroidissement par effet Peltier.

On note une diminution des valeurs maximales du f_{max} en cas d'auto-échauffement lorsque V_{BE} est supérieur à 0.82V, ($f_{max} = 328.45GHz$) ceci est principalement dû à l'échauffement du TBH qui provoque une augmentation du temps de transit dans l'émetteur, et dans la base, ainsi qu'une augmentation de la résistance de base (R_B) avec la montée en température.

Dans le cas du refroidissement Peltier, il y a une augmentation des valeurs maximales des fréquences de coupure ($f_{max} = 335,75GHz$). [54] par l'augmentation de la mobilité qui à son tour génère une réduction du temps de transit. Le temps de transit émetteur-collecteur a été estimé de l'ordre de 0,4025 (ps) au refroidissement par effet Peltier. Néanmoins 0,45125(ps) avec auto-échauffement, et de 0,4295(ps) sans auto-échauffement (Tableau. IV. 2).

	Sans auto échauffement	Avec auto-échauffement (T)	Avec auto-échauffement et refroidissement par effet Peltier (T)
$t_{ECmin}(ps)$	0.4295	0.45125	0.4025
$f_{MAX}(GHz)$	331.3GHz	328.45GHz	335,75GHz

Tableau IV.2: La variation de t_{EC} , f_{MAX} d'un transistor TBH SiGe : sans auto-échauffement ($T = 300K$), avec auto-échauffement (T) et refroidissement Peltier (dimensions des composants : $0,13 \times 3,6 \mu m^2$). [39]

V. Conclusion

Ce dernier chapitre accède à l'analyse et la modélisation de l'impact du refroidissement Peltier sur l'auto-échauffement d'un transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe. Le logiciel utilisé est COMSOL Multiphysics. Le procédé BiCMOS9 0,13 μm ; a été privilégié comme support de notre travail.

Nous avons exposé dans le premier volet de ce chapitre, quelques notions de bases élémentaires des effets thermoélectriques (TE), ainsi que la mise en équations. Dans un second volet nous avons pris en considération la définition de quelques paramètres fondamentaux dans la prise en compte des effets thermiques, Coefficient Seebeck ; Coefficient Peltier ; Facteur de mérite ZT.

En outre, nous avons présenté la structure cristalline des matériaux hétérogènes thermoélectriques en particulier le Tellure de Bismuth, le Bi_2Te_3 et ses alliages avec le Sb_2Te_3 et le Bi_2Se_3 . En donnant le principe de base du dispositif thermoélectrique considéré.

Nous avons par la suite simulé les performances électriques du TBH, afin d'analyser la répercussion du refroidisseur à effet Peltier sur les caractéristiques statiques et dynamiques du TBH SiGe.

Une analyse de la répartition de la chaleur sur l'ensemble du composant, le TBH s'échauffe jusqu'à une température maximale de ($T_{\text{max}} = 467\text{K}$). Par contre, lorsqu'il y a un refroidissement Peltier dans le TBH SiGe, il y'a une baisse significative de température de l'auto échauffement ($T_{\text{max}} = 330\text{K}$).


L'étude a montré également une amélioration du gain en courant et des fréquences de coupure (f_{max}) avec le refroidissement par effet Peltier par rapport à l'auto-échauffement du composant : Il y a une amélioration du gain en courant maximal ($\beta_{\text{max}} = 1917$ à 2183). De plus, les fréquences (f_{max}) augmentent simultanément ; de ($f_{\text{max}} = 328,45$ à $335,75$ GHz) pour la fréquence d'oscillation maximale

Références

1. MARDINI-BOVEA, Johan, TORRES-DÍAZ, Gabriel, SABAU, Marian, et al. «A review to refrigeration with thermoelectric energy based on the Peltier effect”. *Dyna*, vol. 86, no 208, p. 9-18, 2019 : <http://dx.doi.org/10.15446/dyna.v86n208.72589>.
2. NIKAM, Ajitkumar N. and HOLE, Jitendra A. “A Review on use of Peltier Effects”. *IJSSBT*, vol. 2, p. 2, 2014.
3. P. S. Kireev, *Semiconductor Physics*. Mir, 1978.
4. R. Pierret, *Semiconductor Device Fundamentals*, Addison-Wesley. Reading, Massachusetts, 1996.
5. R. F. Pierret, *Advanced Semiconductor Fundamentals*. Prentice Hall, 2003.
6. S. M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*. John Wiley & Sons, 1981.
7. M. Lundstrom et C. Jeong, *Near-Equilibrium Transport: Fundamentals and Applications*. World Scientific Publishing Co Inc, 2012.
8. J. Goldsmid, *The Physics of Thermoelectric Energy Conversion*. Morgan & Claypool Publishers, 2017.
9. Goldsmid, H.J. Theory of Thermoelectric Refrigeration and Generation. In: Introduction to Thermoelectricity. Springer Series in Materials Science. Springer, Berlin, Heidelberg. vol 121.pp. 9-24. 2016. https://doi.org/10.1007/978-3-662-49256-7_2.
10. C. Uher, *Materials Aspect of Thermoelectricity*. CRC Press, 2016.
11. A. G. Samoilovich, *Thermoelectric and Thermomagnetic Methods of Power Conversion*. Moscow: LKI, 2007.
12. L. P. Bulat et E. V. Buzin
13. . St. Petersburg, Russia: St. Petersburg State University of Refrigeration and Food Engineering, 2001.
14. W. Brostow, G. Granowski, N. Hnatchuk, J. Sharp, et J. White, « THERMOELECTRIC PHENOMENA », *J. Mater. Educ.*, vol. 36, p. 175-185, déc. 2014.
15. M. V. Vedernikov et E. K. Iordanishvili, « A.F. Ioffe and origin of modern semiconductor thermoelectric energy conversion », in *Seventeenth International Conference on Thermoelectrics. Proceedings ICT98 (Cat. No.98TH8365)*, 1998, p. 37-42.
16. HÉBERT, Sylvie. La recherche de nouveaux matériaux thermoélectriques. *Reflets de la physique*, 2014, no 41, p. 18-22. <https://doi.org/10.1051/refdp/201441018>.
17. R.R. Heikes and R.W. Ure Jr., *Thermoelectricity: Science and Engineering* (Wiley Interscience, New York, 1961) p. 405.
18. Smith GE, Wolfe R. Thermoelectric Properties of Bismuth-Antimony Alloys. *J Appl Phys* 1962; 33:841–6. doi :10.1063/1.1777178.
19. Pei Y-L, Liu Y. Electrical and thermal transport properties of Pb-based chalcogenides: PbTe, PbSe, and PbS. *J Alloys Compd* 2012 ; 514 : 40–4. Doi :10.1016/j.jallcom.2011.10.036.
20. Tedenac J-C. Multicomponent Silicides for Thermoelectric Materials: Phase Stabilities, Synthesis, and Device Tailoring. n.d.
21. Gascoin F, Ottensmann S, Stark D, Haïle SM, Snyder GJ. Zintl phases as thermoelectric materials: Tuned transport properties of the compounds $CaxYb_{1-x}Zn_2Sb_2$. *Adv Funct Mater* 2005 ;15:1860–4. doi:10.1002/adfm.200500043.
22. Thermoelectric Materials, Phenomena, and Applications: A Bird’s Eye View Terry M. Tritt and M.A. Subramanian, Guest Editors. 2006
23. R.R. Heikes and R.W. Ure Jr., *Thermoelectricity: Science and Engineering* (Wiley Interscience, New York, 1961) p. 405.

24. BREBRICK, R. F. Characterization of phases in the 50–60 at. % Te region of the Bi–Te system by X-ray powder diffraction patterns. *Journal of Applied Crystallography*, 1968, vol. 1, no 4, p. 241-246. <https://doi.org/10.1107/S0021889868005406>.
25. FRANCOMBE, M. H. Structure-cell data and expansion coefficients of bismuth telluride. *British Journal of Applied Physics*, 1958, vol. 9, no 10, p. 415.
26. MICHEL, S., DILIBERTO, S., BOULANGER, C., *et al.* Galvanostatic and potentiostatic deposition of bismuth telluride films from nitric acid solution: effect of chemical and electrochemical parameters. *Journal of Crystal Growth*, 2005, vol. 277, no 1-4, p. 274-283. <https://doi.org/10.1016/j.jcrysgro.2004.12.164>.
27. G. S. Nolas, J. Sharp, et J. Goldsmid, *Thermoelectrics: Basic Principles and New Materials Developments*. Springer Science & Business Media, 2013.
28. Marlène Prével. Synthèse et caractérisations de céramiques thermoélectriques Ca₃Co₄O₉ élaborées par frittage forgeage. Université de Caen, 2007.
29. Ioffe, Abram Fedorovich, *Semiconductor thermoelements and Thermoelectric cooling*. London: Infosearch, ltd, 1957.
30. D. M. Rowe, *CRC Handbook of Thermoelectrics*. CRC Press, 1995.
31. Decher, Reiner, *Direct Energy Conversion: Fundamentals of Electric Power Production*. Oxford, New York: Oxford University Press, 1996.
32. J. G. Stockholm, « La thermoélectricité, applications et perspectives », *Sciences*, vol. 95-3 juil, 1995.
33. BONNISSEL, Marc. *Adsorption de gaz modulée en température par des éléments thermoélectriques à effet Peltier*. 1997. Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Lorraine. <https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01750933>.
34. MIROCHA, Artur et DZIURDZIA, Piotr. Improved electrothermal model of the thermoelectric generator implemented in SPICE. In: *2008 International Conference on Signals and Electronic Systems*. IEEE, 2008. p. 317-320. DOI: [10.1109/ICSES.2008.4673424](https://doi.org/10.1109/ICSES.2008.4673424).
35. JAEGLE, Martin, *et al.* Multiphysics simulation of thermoelectric systems-modeling of Peltier-cooling and thermoelectric generation. In: *COMSOL Conference 2008 Hannover*. 2008.
36. ORNER, B. A., DAHLSTROM, M., POTHIAWALA, A., *et al.* A BiCMOS technology featuring a 300/330 GHz (fT/fmax) SiGe HBT for millimeter wave applications. In: *2006 Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*. IEEE. p. 1-4. 2006, DOI: [10.1109/BIPOL.2006.311157](https://doi.org/10.1109/BIPOL.2006.311157).
37. G. J. Snyder et T. S. Ursell, « Thermoelectric efficiency and compatibility », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 91, no 14, p. 148301, oct. 2003.
38. KODEESWARAN, S., RAMKUMAR, T., et GANESH, R. Jai. Precise temperature control using reverse seebeck effect. In: *2017 International Conference on Power and Embedded Drive Control (ICPEDC)*. IEEE, 2017. p. 398-404. DOI: [10.1109/ICPEDC.2017.8081122](https://doi.org/10.1109/ICPEDC.2017.8081122).
39. A. Boulgheb, M. Lakhdera and S. Latreche, "Improvement of the Self-Heating Performance of an Advanced SiGe HBT Transistor Through the Peltier Effect," in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 68, no. 2, pp. 479-484, Feb. 2021, doi: [10.1109/TED.2020.3044869](https://doi.org/10.1109/TED.2020.3044869).
40. K. O. Petrosyants R. A. Torgovnikov "Electro-Thermal Modeling of Trench-Isolated SiGe HBTs Using TCAD", 31st SEMI-THERM Symposium, IEEE ,978-1-4799-8600, pp. 172, 174, 2015. DOI: [10.1109/SEMI-THERM.2015.7100156](https://doi.org/10.1109/SEMI-THERM.2015.7100156).
41. Maya Lakhdera, Saïda Latreche, Christian Gontrand, « Mathematical approach and optimisation of nanometric base thickness for a SiGeC HBT dedicated to radiofrequency applications », *Journal of Computational and Applied Mathematics* 259 925–936, (2014) Elsevier. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cam.2013.09.076>.

42. José Cruz Nunez-Perez, Maya Lakhdara, Manel Bouhouche, Jacques Verdier, Saida Latreche, and Christian Gontrand "First- and second-order electrical modeling and experiment on very high speed SiGeC heterojunction bipolar transistors", *Semicond. Sci. Technol.* **24** 045010(8pp), 2009 DOI :[10.4028/www.scientific.net/AMM.492.316](https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.492.316).
43. SELBERHERR, Siegfried. Analytical investigations about the basic semiconductor equations. In: *Analysis and Simulation of Semiconductor Devices*. Springer, Vienna, p. 127-148. 1984. DOI: [10.1007/978-3-7091-8752-4_5](https://doi.org/10.1007/978-3-7091-8752-4_5).
44. САМОЙЛОВИЧ, А. Г. КОРЕНБЛИТ, Л. Л. Современное состояние теории термоэлектрических и термомагнитных явлений в полупроводниках. *Успехи физических наук*, vol. 49, no 3, p. 337-383. 1953, DOI: [10.3367/UFNr.0049.195303b.0337](https://doi.org/10.3367/UFNr.0049.195303b.0337).
45. PERCHAK, Robert M. "Thermoelectric (peltier effect) hot/cold socket for packaged IC microprobing" . U.S. Patent N° 4,402,185, 6 sept. 1983. [US4402185A](https://patents.google.com/patent/US4402185A).
46. CANALI, Claudio, COSTATO, Michele, OTTAVIANI, Gianpiero, *et al.* "Spin-Orbit Effect in the Si Valence Band". *Physical Review Letters*, vol. 31, n° 8, p. 536. 1973, DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.31.536>.
47. OTTAVIANI, G., REGGIANI, L., CANALI, C., *et al.* "Hole drift velocity in silicon". *Physical Review B*, 1975, vol. 12, no 8, p. 3318. DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.12.3318>.
48. CALLAWAY, Joseph. "Model for lattice thermal conductivity at low temperatures". *Physical Review*, , vol. 113, no 4, p. 1046. 1959, DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRev.113.1046>.
49. VARSHNI, Yatendra Pal. Temperature dependence of the energy gap in semiconductors. *physica*, 1967, vol. 34, no 1, p. 149-154. [https://doi.org/10.1016/0031-8914\(67\)90062-6](https://doi.org/10.1016/0031-8914(67)90062-6).
50. Salmon, S. L., Cressler, J. D., Jaeger, R. C., & Hameed, D. L., *et al.* « The influence of Ge grading on the bias and temperature characteristics of SiGe HBTs for precision analog circuits". *IEEE Transactions on Electron Devices*, , vol. 47, no 2, p. 292-298. 2000; DOI: [10.1109/16.822270](https://doi.org/10.1109/16.822270).
51. CRESSLER, John D., CRABBÉ, Emmanuel F., COMFORT, James H., *et al.* An epitaxial emitter-cap SiGe-base bipolar technology optimized for liquid-nitrogen temperature operation. *IEEE Electron Device Letters*, 1994, vol. 15, no 11, p. 472-474. DOI: [10.1109/55.334671](https://doi.org/10.1109/55.334671).
52. CRESSLER, John D. "On the potential of SiGe HBTs for extreme environment electronics". *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no 9, p. 1559-1582. , 2005 DOI: [10.1109/JPROC.2005.852225](https://doi.org/10.1109/JPROC.2005.852225).
53. CANDRA, Panglijen, JAIN, Vibhor, CHENG, Peng, *et al.* A 130nm SiGe BiCMOS technology for mm-Wave applications featuring HBT with f T/f MAX of 260/320 GHz. In: *2013 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*. IEEE, p. 381-384. 2013. DOI: [10.1109/RFIC.2013.6569610](https://doi.org/10.1109/RFIC.2013.6569610).
54. R. Krithivasan *et al.*, "Half-terahertz operation of SiGe HBTs," in *IEEE Electron Device Letters*, vol. 27, no. 7, pp. 567-569, July 2006, [doi: 10.1109/LED.2006.876298](https://doi.org/10.1109/LED.2006.876298).



*Conclusion
Générale*

Conclusion Générale

L'objectif principal de cette étude, étant la modélisation électrothermique et l'analyse de l'auto-échauffement « Self Heating » d'un TBH SiGe réalisé en technologie BiCMOS9W0.13 μ m. En vu de l'amélioration des performances statiques et dynamiques du composant, en se basant sur la connaissance des causes d'auto-échauffement du composant (*Self Heating*) afin de trouver des solutions pratiques et applicables.

Les transistors bipolaires à hétérojonction s'avèrent d'excellents candidats à une utilisation accrue dans le domaine des radiocommunications, voir hyperfréquences. C'est dans ce contexte, que dans le premier chapitre, nous avons mis à en évidence les limitations intrinsèques du transistor bipolaire à homojonction et situer le contexte des hétérojonctions et leurs intérêts stratégiques pour l'industrie des semi-conducteurs. L'impact de la présence du germanium dans la base sur les performances électriques du transistor bipolaire a fait l'objet de cette étude ainsi que l'intégration technologique nécessaire au développement du TBH SiGe/Si. Entre autres, les potentialités de ces composants ont été énumérées pour réaliser différentes applications.

Dans deuxième chapitre, nous avons défini physiquement le phénomène de l'auto-échauffement qui est un aspect fondamental pour prédire de manière précise les caractéristiques électrique du TBH SiGe. Nous avons consacré une part certaine de notre travail au logiciel de simulation numérique COMSOL Multiphysics, utilisé lors de la simulation. Afin de coupler le module Semi-conducteur au module transfert de la chaleur dans le solide (Heat Transfer in Solids HTS) dans le but de simuler l'auto échauffement (*Self Heating*) du TBH SiGe. Une synthèse des modèles numériques adéquats aux semi-conducteur et aux hétérojonctions utilisés par le logiciel COMSOL ont étaient présentés.

Dans le but d'analyser le phénomène d'auto échauffements avec pourcentage de germanium dans la base SiGe d'un transistor bipolaire NPN à hétérojonction Si/SiGe (TBH), intégré dans une filière BiCMOS90.13 μ m et afin voir son impact sur les performances électriques du composant. Nous avons tout d'abord, simulé le gain statique (β) de TBH SiGe sans auto échauffement à une température uniforme $T=300K$ sur toute la structure du TBH, pour des fractions de germanium variables ($x= 10\%$, 20% , 30%), dépassant 20% les caractéristiques du composant se dégradent et le gain maximal chute. De plus nous avons, analysé, la répartition de la chaleur sur le composant lorsque le taux de germanium augmente la chaleur se propage sur toute la surface du TBH. Il serait donc préférable choisir un pourcentage faible de germanium.

Le troisième chapitre, s'attache plus particulièrement à l'étude de l'influence de la position la base extrinsèque (EB) en poly silicium par rapport à la base intrinsèque SiGe afin de voir l'impact de l'auto échauffement et les performances électriques statiques et dynamiques du TBH SiGe issu d'une filière BiCMOS9MW 0.13 μ m.

Nous avons donné le nouveau type de classification d'architecture SiGe TBH dans lequel les architectures actuelles sont classées en fonction du flux de processus de fabrication et du niveau de position relatif entre les bases intrinsèque SiGe et extrinsèque en polysilicium.

Dans le but de faire une étude approfondie et l'analyse de l'impact du Poly silicium sur le phénomène d'auto-échauffement du TBH SiGe issu d'une filière BiCMOS9MW 0.13 μm , ainsi que les performances électriques : selon deux positions différentes : en dessous de la base intrinsèque SiGe, et au-dessus de cette même base.

Nous avons noté que le gain en courant maximum et les fréquences de transition et la fréquence maximale d'oscillation (f_t, f_{max}) pour le silicium poly cristallin au-dessus de la base augmente ($f_t=265\text{GHz}, f_{Max}=330\text{GHz}$), par rapport à une structure avec du silicium poly cristallin en dessous de la base ceci ($f_t=255\text{GHz}, f_{Max}=320\text{GHz}$), une augmentation de 10GHz. Néanmoins, pour l'auto-échauffement du dispositif ou le « *Self Heating* » il est plus important dans le cas où le Poly silicium est situé sur la surface du dispositif (au-dessus de la base intrinsèque SiGe) $T_{max} = 467\text{K}$, en comparaison avec le second cas où il se réduit de 92 K ($T_{max} = 375\text{K}$). Le point le plus chaud est toujours positionné dans la jonction base collecteur. Il est préférable, donc d'avoir une structure ayant du poly base en bas de la base SiGe afin de diminuer l'auto échauffement du composant.

Toujours dans la même optique, de minimiser les effets thermiques dans le dispositif, nous nous sommes intéressés ; à la réduction de l'auto-échauffement en utilisant l'effet Peltier.

Le dernier chapitre est consacré sur l'analyse et la modélisation de l'impact du refroidissement Peltier sur l'auto-échauffement d'un transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe. Nous avons exposé dans le premier volet, quelques notions de bases élémentaires des effets thermoélectriques (TE), ainsi que la mise en équations.

Nous avons par la suite simulé les performances électriques du TBH, afin d'analyser la répercussion du refroidisseur à effet Peltier sur les caractéristiques statiques et dynamiques du TBH SiGe. Une analyse de la répartition de la chaleur sur l'ensemble du composant, le TBH s'échauffe jusqu'à une température maximale de ($T_{max} = 467\text{K}$). Par contre, lorsqu'il y a un refroidissement Peltier dans le TBH SiGe, il y'a une baisse significative de température de l'auto échauffement ($T_{max} = 330\text{K}$). L'étude a montré également une amélioration du gain en courant et des fréquences de coupure (f_{max}) avec le refroidissement par effet Peltier par rapport à l'auto-échauffement du composant : Il y a une amélioration du gain en courant maximal ($\beta_{max} = 1917$ à 2183). De plus, les fréquences (f_{max}) augmentent simultanément ; de ($f_{max} = 328,45$ à $335,75$ GHz) pour la fréquence d'oscillation maximale.

Pour conclure, les points essentiels de ce travail sont :

- Modélisation numérique du transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe en utilisant le logiciel COMSOL Multiphysics, plus particulièrement l'étude de l'auto échauffement et les performances électriques statiques et dynamiques du TBH SiGe issu d'une filière BiCMOS9MW 0.13 μm .

- Analyse de l'auto échauffements avec pourcentage de germanium dans la base SiGe d'un transistor bipolaire NPN à hétérojonction Si/SiGe (TBH). Lorsque le taux de germanium augmente à 30% ; la chaleur se propage sur toute la surface du TBH. Il serait donc préférable choisir un pourcentage faible de germanium.
- Etude et l'analyse de l'impact du Poly silicium sur le phénomène d'auto-échauffement du TBH SiGe issu d'une filière BiCMOS9MW 0.13 μ m, selon deux positions différentes : en dessous de la base intrinsèque SiGe, et au-dessus de cette même base.
- L'auto-échauffement du dispositif ou le « *Self Heating* », est plus important dans le cas où le Poly silicium est situé sur la surface du dispositif $T_{\max} = 467\text{K}$, en comparaison avec le second cas où il se réduit de 92 K ($T_{\max} = 375\text{K}$).
- Il est préférable, donc d'avoir une structure ayant du poly base en bas de la base SiGe afin de diminuer l'auto échauffement du composant.
- Analyse et étude la répercussion du refroidisseur à effet Peltier sur les caractéristiques statiques et dynamiques du TBH SiGe.
- La répartition de la chaleur sur l'ensemble du composant, le TBH s'échauffe jusqu'à une température maximale de ($T_{\max} = 467\text{K}$). Par contre, lorsqu'il y a un refroidissement Peltier dans le TBH SiGe, il y'a une baisse significative de température de l'auto échauffement ($T_{\max} = 330\text{K}$).
- Amélioration du gain en courant et des fréquences de coupure (f_{\max}) avec le refroidissement par effet Peltier par rapport à l'auto-échauffement du composant :

En attendant une nouvelle architecture, plus prometteuse de la prochaine génération du BiCMOS fabriquée par ST Microelectronics. Les travaux réalisés dans le cadre de ce pourraient se développer davantage et notamment comme suit :

- Optimisation des transistors bipolaires à hétérojonction TBH SiGe 'Multi- fingers' ou multi émetteurs afin de minimiser l'auto échauffement.
- Modélisation compacte du phénomène d'auto-échauffement dans le but de simuler au mieux le composant dans des circuits électriques, destinés à des transistors rapides, pour des applications RF
- Intégration du composant dans un circuit électrique et en utilisant le modèle HICUM (High Current Model) permettant d'employer les outils d'analyse et de simulation circuits.
- Optimiser une nouvelle architecture de Transistor Bipolaire à Hétérojonction (TBH)Si/SiG en s'affranchissant des limitations de l'architecture conventionnelle.

La voie du THz semble tracée, mais nul doute qu'atteindre cette fréquence demandera d'une part d'améliorer encore notre connaissance du TBH, et d'autre part de poursuivre les innovations technologiques.



Glossaire

Glossaire

A

A_e	<i>la surface de l'émetteur</i>
A_i	<i>les surfaces du composant TBH SiGe (collecteur, base et émetteur).</i>
AE	<i>l'auto-échauffement</i>
a_{12}	<i>Coefficient Seebeck, et exprimé en Volts par Kelvin (VK^{-1})</i>
a_{Si}	<i>Paramètre de maille du Silicium</i>
a_{Ge}	<i>Paramètre de maille du Silicium</i>
a_{SiGe}	<i>Paramètre de maille de l'alliage SiGe(Silicium-Germanium)</i>
a_C	<i>Paramètre de maille du Carbone</i>
a_{SiGeC}	<i>Paramètre de maille de l'alliage SiGeC(Silicium-Germanium-Carbone)</i>
A_E	<i>Surface effective d'émetteur</i>
ADS	<i>Advanced Design System</i>
ASIC	<i>Application Specific Integrated Circuit</i>

B

BiCMOS9MW	<i>STMicroelectronics 130-nm SiGe BiCMOS (in production)</i>
β	<i>Gain en courant du transistor bipolaire en montage émetteur commun défini par $\beta = I_C / I_B$</i>
B	<i>Facteur de transport dans la base</i>
BJT	<i>Transistor bipolaire à homojonction tout silicium</i>
BiCMOS	<i>Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor : technologie associant un type de transistor bipolaire (généralement de type npn) avec les transistors MOS</i>
B.F	<i>Basse Fréquence</i>
BGN	<i>Band Gap Narrowing</i>

C

C_D	<i>La capacité de diffusion</i>
COP_{max}	<i>le coefficient de performance maximal</i>
COP	<i>le coefficient de performance</i>
C_{jc}	<i>Capacité de la jonction base/collecteur</i>
C_{jE}	<i>Capacité de la jonction émetteur/base</i>
C_n	<i>Coefficient de capture des électrons</i>
C_p	<i>Coefficient de capture des trous</i>
C	<i>Carbone</i>
CMOS	<i>Technologie (Complementary Metal Oxide Semiconductor)</i>

C_{BC}	<i>Base-Collector Capacitance</i>
C_{EB}	<i>Emitter-Base capacitance</i>

D

DP	<i>l'architecture dite double poly-Si</i>
DTI	<i>Deep Trench Isolation</i>
STI	<i>Shallow Trench Isolation</i>
ΔT	<i>la différence de température</i>
ΔE_g	<i>Différence d'énergie de bande interdite</i>
ΔE_{gSiGe}	<i>Différence d'énergie de bande interdite pour un transistor Si/SiGe (correspond à la réduction d'énergie de bande interdite due à l'introduction du germanium).</i>
ΔE_{gSiGeC}	<i>Différence d'énergie de bande interdite pour un transistor Si/SiGe (correspond à la réduction d'énergie de bande interdite due à l'introduction du germanium et le carbone).</i>
ΔE_{cSiGe}	<i>Discontinuité de la bande de conduction dans un TBH SiGe</i>
ΔE_{vSiGeC}	<i>Discontinuité de la bande de Valence dans un TBH SiGe</i>
ΔE_{cSiGeC}	<i>Discontinuité de la bande de conduction dans un TBH SiGeC</i>
ΔE_{vSiGe}	<i>Discontinuité de la bande de Valence dans un TBH SiGeC</i>
D_n, D_p	<i>Coefficient de diffusion des électrons, trous</i>
D_{nB}	<i>Coefficient de diffusion de l'électron dans la base</i>
D_{pE}	<i>Coefficient de diffusion des trous dans l'émetteur</i>
Dop	<i>Densité de charge fixe $N_D^+ - N_A^-$ (dopage)</i>
DDM	Modèle de Drive Diffusion
DLTS	Deep Level Transient Spectroscopy
DDLTS	DLTS Différentielle
DPSA-SEG	<i>Double-Poly-Silicon Self-Aligned (DPSA) architecture using a Selective Epitaxial Growth (SEG)</i>

E

$E_{x, y}$	<i>le champ électrique.</i>
E_g	<i>la bande interdite de matériau,</i>
EDP	<i>les équations aux dérivées partielles</i>
EDO	<i>les équations aux dérivées ordinaires</i>
EAD	<i>Les équations algébro-différentiels</i>
EBL	<i>A SiGe HBT architecture featuring the selective Epitaxial Base-Link in conjunction with selective base epitaxy</i>
EEB	<i>A SiGe HBT architecture featuring the epitaxial Elevated External Basecontact with a non-selective base epitaxy</i>

<i>EB</i>	<i>la Base Extrinsèque</i>
<i>Eg</i>	<i>Energie de bande interdite dans le Silicium</i>
<i>Eg_{SiGe}</i>	<i>Energie de bande interdite dans le SiGe</i>
<i>Eg_{SiGeC}</i>	<i>Energie de bande interdite dans le SiGeC</i>
<i>E_F</i>	<i>Energie de Fermi</i>
<i>E_V</i>	<i>Energie du haut de la bande de valence</i>
<i>E_C</i>	<i>Energie du bas de la bande de conduction</i>
<i>E</i>	<i>Champ électrique</i>
<i>E_T</i>	<i>Energie d'activation où le niveau énergétique du défaut dans le gap.</i>
<i>γ</i>	<i>Efficacité d'injection de l'émetteur</i>
<i>ρ̄</i>	<i>La masse volumique (kg/ m³)</i>
<i>E_{FN}</i>	<i>Pseudo-niveaux de Fermi des électrons</i>
<i>E_{FP}</i>	<i>Pseudo-niveaux de Fermi des trous</i>
<i>e_n</i>	<i>coefficient d'émission des électrons</i>
<i>e_p</i>	<i>coefficient d'émission des trous</i>
<i>ε_{si}</i>	<i>Constantes diélectriques du silicium</i>
<i>ε_{Ge}</i>	<i>Constantes diélectriques du silicium</i>
<i>ε_{SiGe}</i> :	<i>Constantes diélectriques du matériau SiGe</i>
<i>ε_{SiGeC}</i>	<i>Constantes diélectriques du matériau SiGeC</i>
<i>EJT</i>	<i>Epitaxie par Jets Moléculaires</i>
<i>EPVOM</i>	<i>Epitaxie en Phase Vapeur à base d'Organo -métalliques</i>

F

<i>f_{max}</i>	<i>Fréquence maximale d'oscillation (fréquence de fonctionnement pour laquelle le gain en puissance du transistor vaut 1)</i>
<i>f_T</i>	<i>Fréquence de transition ((fréquence de fonctionnement pour laquelle le gain en courant du transistor vaut 1)</i>
<i>F</i>	<i>Probabilité d'occupation du niveau par un électron</i>
<i>Φ</i>	<i>Potentiel électrostatique normalisé par rapport à U_T=0.0258</i>
<i>V</i>	<i>Potentiel électrostatique</i>
<i>Φ_n</i>	<i>Potentiel de Fermi des électrons</i>
<i>Φ_p</i>	<i>Potentiel de Fermi des trous</i>
<i>FSA</i>	<i>Fully Self Aligned</i>

G

g	<i>le degré de dégénérescence</i>
G_n	<i>Taux de génération d'électron</i>
G_p	<i>Taux de génération de trous</i>
GR_n	<i>Taux de génération Recombinaison des électrons</i>
GR_p	<i>Taux de génération Recombinaison des trous</i>
g_m	<i>Transconductance</i>

H

h_o	<i>le coefficient de transfert de chaleur par convection (W/m²K)</i>
HTS	<i>Heat Transfer in Solids</i>
h	<i>Constante de Plank,</i>
h_c	<i>L'épaisseur critique du film SiGe contraint</i>
HICUM	<i>High Current Model</i>

I

IB	<i>la Base Intrinsèque</i>
I_B	<i>Courant de base</i>
I_{BR}	<i>Composante du courant de base due aux recombinaisons électrons/trous en base neutre</i>
I_C	<i>Courant collecteur</i>
I_E	<i>Courant d'émetteur</i>
I_{nE}	<i>Courant d'électrons I_{nE} injectés de l'émetteur dans la base (composante du transistor idéal : courant de diffusion).</i>
I_{pE}	<i>Courant de trous injectés de la base vers l'émetteur (composante du transistor idéal courant de diffusion).</i>
I_{rg}	<i>Courant de fuite à la jonction (E-B dont les origines physiques peuvent être variées. Il peut s'agir soit de génération - recombinaison dans la ZCE (E-B) soit d'un effet tunnel assisté par phonons et/ ou défauts.</i>
I_{Lc}	<i>Courant de fuite dans la jonction (B-C) (dû a des défauts dans la ZCE base collecteur).</i>
I_{co}	<i>Courant inverse de la jonction (B-C)</i>
ISE	<i>Logiciel Integrated Systems Engineering</i>

J

J_{x,y}	<i>la densité de courant</i>
J_n	<i>Densités de courant d'électrons</i>
J_p	<i>Densités de courant de trous</i>

K

k	<i>Conductivité thermique ($W.m^{-1}.K^{-1}$)</i>
K_B	<i>Constante de Boltzmann ($1,38.10^{-23} J/K$)</i>

L

L_n	<i>Longueur de diffusion des électrons</i>
LAN	<i>Low Noise Amplifier</i>
LOCOS	<i>LOCal Oxidation of Silicon</i>

M

M	<i>facteur de multiplication du courant d'électrons collecté</i>
m^*	<i>la masse effective du porteur</i>
me^*	<i>masse effective de l'électron</i>
mp^*	<i>masse effective du trou</i>
mp_{Si}^*	<i>masse effective du trou du Si</i>
m^*p_{SiGe}	<i>la masse effective des trous du SiGe,</i>
μ_p	<i>Mobilité des électrons</i>
μ_n	<i>Mobilité des trous</i>
Mn	<i>Mobilité des électrons normalisée</i>
Mp	<i>Mobilité des trous normalisée</i>
μ_{pSiGe}	<i>la mobilité des porteurs majoritaires dans la base SiGe,</i>
μ_{pSi}	<i>la mobilité des porteurs majoritaires dans la base Si.</i>
MEB	<i>Microscope électronique à Balayage</i>
MMIC	<i>Monolithic Microwave Integrated Circuit</i>
MBE	<i>Molecular Beam Epitaxy</i>

N

n	<i>Concentrations d'électrons</i>
N	<i>Concentrations d'électrons normalisées par apport à ($n_i=1.45.10^{10}cm^{-3}$)</i>
n	<i>le nombre de points de maillage en x</i>
n_i	<i>Concentrations intrinsèque du Silicium</i>
n_{iSiGe}	<i>Concentrations intrinsèque de l'alliage SiGe</i>
n_{iSiGeC}	<i>Concentrations intrinsèque de l'alliage SiGeC</i>
N_T	<i>Densité totale des centres profonds</i>
N_A	<i>Concentration en dopant accepteur</i>
N_{AB}	<i>Concentration en dopant accepteur dans la base</i>
N_D	<i>Concentration en dopant donneur</i>
N_{DE}	<i>Concentration en dopant donneur dans l'émetteur</i>
N_c	<i>Densités d'états dans la bande de conduction</i>
N_{csi}	<i>Densité d'états effective de la bande de conduction dans le silicium</i>

N_{csiGe}	Densité d'états effective de la bande de conduction dans l'alliage SiGe
N_v	Densités d'états dans la bande de valence
N_{vsi}	Densité d'états effective de la bande de valence dans le silicium
N_{vsiGe}	Densité d'états effective de la bande de valence dans l'alliage SiGe
η	Coefficient d'idéalité
NPN	Transistor deux jonctions NP tête-bêche ayant une région en commun

P

p	Densité de trous
P	Densité de trous normalisées par apport à ($n_i = 1.45 \cdot 10^{10} \text{cm}^{-3}$)
Polysilicium	Silicium polycristallin
Polyémetteur	Silicium polycristallin formant l'émetteur du transistor bipolaire

Q

Q_F	La charge totale étant répartie dans les différentes régions
Q_E	la charge des trous injectés dans l'émetteur
Q_{EB}	les charges créées par les porteurs minoritaires en excès dans le ZCE émetteur-base.
Q_B	les charges créées par les porteurs minoritaires en excès dans la base neutre.
Q_{BC}	les charges créées par les porteurs minoritaires en excès dans la ZCE base-collecteur.
Q_{R(S/C)}	Chauffage par recombinaison sans rayonnement
Q_a	La puissance thermique au contact absorbée
Q_d	La puissance thermique au contact dissipée
Q_f	La puissance thermique au contact froid
Q_c	La puissance thermique au contact chaud
QSA	Quasi Self Aligned
q	Charge élémentaire ($1,6 \cdot 10^{-19} \text{C}$)
Q	la source de la chaleur total (W / m^3)
q'	la source de la chaleur (W / m^3)

R

R_B	Résistance d'accès base
R_C	Résistance d'accès collecteur
RE	Résistance d'accès émetteur
R_n	Taux de recombinaison d'électrons
R_p	Taux de recombinaison de trous

ρ	Densité de charges
RF	Radio fréquence
R_{th}	La résistance thermique
R_{term}	La résistance thermique d'émetteur

S

Si	Silicium
SiGe	Alliage silicium-germanium
STI	Shallow Trench Isolation (isolation par tranchées peu profondes)
σ_n	Sections efficaces de captures d'un piège à électron
σ_p	Sections efficaces de captures d'un piège à trou
ST	STMicroelectronics

T

TEM	Microscope électronique à Transmission
TC	Le thermocouple
TE	Le thermoélectriques
T_c	La température de chaude
T_f	La température de refroidit
T	Température absolue (en Kelvin)
τ_B	Temps de transit dans la base
τ_{EC}	Temps de transit dans l'émetteur
τ_{BC}	Temps de transit dans la zone de charge d'espace base/collecteur
τ_{EB}	Temps de transit dans la zone de charge d'espace émetteur/base
τ_F	Temps de transit total
τ_n	Durée de vie des électrons
τ_p	Durée de des trous
τ_{ndef}	Durée de vie d'un piège à électron
τ_{pdef}	Durée de vie d'un piège à trous
TBH	Transistor Bipolaire à Hétérojonction (HBT)
TED	Transient Enhanced Diffusion
THz	Terahertz
Tl	Température du réseau,

U

U_T	kT/q
UHV- CVD	Ultra High Vacuum CVD
u	le champ de vitesse défini (m / s)

U_n, U_p Taux de recombinaison des électrons et des trous.

V

V_{AF} Tension d'Early en régime direct
 V_{Ar} Tension d'Early inverse
 V_{thn} la vitesse thermique des électrons
 V_{thp} la vitesse thermique des trous
 V_{sat} Vitesse de saturation
 V_{BE} Tension émetteur-base
 V_{CE} Tension collecteur-émetteur
VCO Voltage Control Oscillator

W

W_B Epaisseur de la base neutre
 W_E Epaisseur de l'émetteur. Elle correspond à la distance entre la base et le contact émetteur
WLAN Wireless Local Area Network (réseau local sans fil)
WBm The metallurgical base width

X

x Concentration du Germanium dans l'alliage SiGe

Z

Z.C.E Zone de charge d'espace
ZT Le facteur de mérite

Contributions Scientifiques de l'auteur

Boulgheb Abdeaaziz

Publications dans revues Internationales

- [1] **A. Boulgheb**, M. Lakhdara and S. Latreche, "Improvement of the Self-Heating Performance of an Advanced SiGe HBT Transistor Through the Peltier Effect," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 68, no. 2, pp. 479-484, Feb. 2021, doi: [10.1109/TED.2020.3044869](https://doi.org/10.1109/TED.2020.3044869).
<https://ieeexplore.ieee.org/document/9314255>
- [2] **A. Boulgheb**, M. Lakhdara, N. Kherief, S. Latreche, " Analysis of Self-heating of a SiGe HBT Designed for RF Applications According to the Percentage of Germanium" *J. Nano- Electron. Phys.* 12, (2020). [https://doi.org/10.21272/jnep.12\(6\).06001](https://doi.org/10.21272/jnep.12(6).06001).
https://jnep.sumdu.edu.ua/en/full_article/3140
- [3] **Abdelaaziz Boulgheb**, Lakhdara, M. & Latreche, S. "The Analysis of the Polysilicon base Position of the Thermal Resistance and the Self Heating Effects of 0.13 μm SiGe Heterojunction Bipolar Transistors". *Russ Microelectron*, 51, 192–198 (2022).
<https://doi.org/10.1134/S1063739722010036>.
<https://link.springer.com/article/10.1134/S1063739722010036>
- [4] Kherief, N., Latreche, S., Lakhdara, M., **Boulgheb, A.** Effect of Trench Isolation on the Self-heating Phenomenon in Advanced Radio Frequency SiGe Heterojunction Bipolar Transistor. 13 No 1, 01021 (2021).Doi : [https://doi.org/10.21272/jnep.13\(1\).01021](https://doi.org/10.21272/jnep.13(1).01021).

Communications internationales:

- [1] **A. BOULGHEB**, M. LAKHDARA, N. KHERIEF, S. LATRECHE, , « COMSOL Modeling of the Effect of STI and DTI Isolations on the Self Heating of a HBT SiGe Realized in Advanced Technology, in "5TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCES IN MECHANICAL ENGINEERING ISTANBUL 2019 (ICAME2019 17 – 19 December 2019 in Istanbul. <http://icame2019conference.com/> ISBN 978-605-9546-16-4.
- [2] **A. BOULGHEB**, M. LAKHDARA, N. KHERIEF, S. LATRECHE, "The polysilicon base effect on the self-heating and electrical performances of the HBT" in Applied Nanotechnology and Nanoscience International Conference 2019. Novembre 18-22, 2019paris, France. <https://premc.org/conferences/annic-nanotechnology-nanoscience/>.

- ^[3] Nousra Kherief, Saida Latreche, Maya Lakhdara, **Abdelaziz Boulgheb**, "Impact of the SiGe HBTs scaling on their thermal and electrical performances" MECHANICAL ENGINEERING ISTANBUL 2019 (ICAME2019 17 – 19 December 2019 in Istanbul. <http://icame2019conference.com/> ISBN 978-605-9546-16-4.
- ^[4] Lachkhab, C. E. G., Lakhdara, M., **Boulgheb, A.**, & Latreche, S. (2021, November). COMSOL simulation of a new generation of SiGe heterojunction bipolar transistor (HBT) integrated in a BiCMOS 55nm technology. In *AIP Conference Proceedings* (Vol. 2372, No. 1, p. 060007). AIP Publishing LLC. DOI: [10.1063/5.0068297](https://doi.org/10.1063/5.0068297)

Communications nationales :

- ^[1] **A. BOULGHEB**, M. LAKHDARA, S. LATRECHE ; « Modélisation COMSOL de L'auto Echauffement d'un TBH SiGe Nanométrique Réalisé en Technologie Avancée », The 3rd International Conference on Electromechanical Engineering *ICEE'2018*, Novembre 21-22, 2018, Skikda, <http://conferences.univ-skikda.dz/icee2018/> ISBN : 978-9931-9447-4-4.
- ^[2] **A. BOULGHEB**, M. LAKHDARA, S. LATRECHE, « Minimisation de l'auto Echauffement d'un TBH SiGe par l'optimisation de la profondeur de dopage du collecteur », Journées Scientifiques sur les Sciences et l'Engineering, JSSE'18 Décembre 9-10, 2018, Constantine ENPC. www.enp-constantine.dz/jsse18/ ISBN : 978-9931-9503-0-1

Electrothermal modeling and analysis of the self-heating of a SiGe HBT made in BiCMOS0.13 μ m technology for the design of RF circuits.

Abstract

The aim of this thesis, being the electrothermal modeling and analysis of the self-heating "Self Heating" of a HBT SiGe realized in BiCMOS9MW0.13 μ m technology.

The architecture used for the design of the BiCMOS9MW bipolar transistor is a self-aligned structure by base epitaxy. In the literature, it is referred to by the English acronym DPSA-SEG (Double Polysilicon, Self Aligned by Selective Epitaxial).

An analysis of the effect of self-heating on HBT SiGe from a BiCMOS9 0.13 μ m die ; was made, using the COMSOL software, in order to better understand the distribution of heat on the surface of the component, and to approach the hottest point of the HBT SiGe. We also simulated the static and dynamic electrical parameters of the component : the static gain (β), the transition frequency and the maximum oscillation frequency (f_T , f_{max}), the maximum temperature (T_{max}) reached by the HBT and its resistance thermal R_{TH} .

The analysis of the self-heating can be improved by variants during the realization of the transistor. In this context, it would be preferable to reduce the creation of heat and to minimize the effects of "Self Heating". We have analyzed the influence of the percentage of germanium on the self-heating of the transistor ; we analyzed the distribution of heat on the surface of the component for the three percentages of germanium $x = (10\%, 20\%, 30\%)$ the higher the rate of germanium increases the heat spreads over the entire surface of the HBT.

However, we were interested in studying the influence of the position of the extrinsic base (EB) in polysilicon compared to the intrinsic SiGe base in order to see the impact of self-heating and the static electrical performance and dynamics of TBH SiGe from a BiCMOS9MW 0.13 μ m die. We noted that the maximum current gain and cut-off frequencies for polysilicon above the base increases compared to a structure with polysilicon below. Nevertheless, the self-heating of the device is greater. In the case where the Polysilicon is located on the surface of the device in comparison with the second case where it is reduced by 92 K. It is therefore preferable to have a structure with poly base at the bottom of the SiGe base in order to reduce the self-heating of the component.

In addition, we were interested in the reduction of self-heating in a SiGe HBT (Silicium-Germanium-based Heterojunction Bipolar Transistor) using the Peltier effect. The electrothermal model integrates in the structure, a cooling by using the elements with "Peltier effect". We have analyzed the distribution of heat over the entire HBT component, which heats up in the case of self-heating up to a maximum temperature of ($T_{max} = 467\text{K}$). By integrating the Peltier effect cooling in the HBT SiGe, there is a significant drop in temperatures at ($T_{max} = 330\text{K}$)

Key-words : Heterojunction Bipolar Transistor (HBT), SiGe, BiCMOS9W 0.13 μ m, COMSOL, self-heating, numerical modeling, Poly-silicon, Bi₂Te₃, Peltier cooling,

Modélisation électrothermique et analyse de l'auto-échauffement d'un TBH SiGe réalisé en technologie BiCMOS0.13 μ m pour la conception de circuits RF.

Résumé

Le but de ~~notre~~ cette thèse, étant la modélisation électrothermique et analyse de l'auto-échauffement « Self Heating » d'un TBH SiGe réalisé en technologie BiCMOS9MW0.13 μ m.

L'architecture utilisée pour la conception du transistor bipolaire en BiCMOS9MW est une structure auto-alignée par épitaxie de la base. Dans la littérature, on y fait référence par l'acronyme anglais DPSA-SEG (Double Polysilicium, Self Aligned by Selective Epitaxial).

Une analyse de l'effet de l'auto-échauffement sur des TBH SiGe issus d'une filière BiCMOS9 0.13 μ m ; a été faite, en utilisant le logiciel COMSOL, afin de mieux cerner la distribution de la chaleur sur la surface du composant, et approcher le point le plus chaud du TBH SiGe. Nous avons simulés également les paramètres électriques statiques et dynamiques du composant : le gain statique (β), la fréquence de transition et la fréquence d'oscillation maximale (f_T , f_{max}), la température maximale (T_{max}) atteinte par le TBH et sa résistance thermique R_{TH} .

L'analyse de l'auto échauffe peut-être amélioré par des variantes lors de la réalisation du transistor. Dans ce contexte, il serait préférable de réduire la création de chaleur et de minimiser les effets du « *Self Heating* ». Nous avons analysé l'influence du pourcentage de germanium sur l'auto échauffement du transistor ; nous avons analysé la distribution de la chaleur sur la surface du composant pour les trois pourcentages du germanium $x = (10\%, 20\%, 30\%)$ plus le taux de germanium augmente la chaleur se propage sur toute la surface du TBH.

Cependant, nous nous sommes intéressés à l'étude de l'influence de la position la base extrinsèque (EB) en poly silicium par rapport à la base intrinsèque SiGe afin de voir l'impact de l'auto échauffement et les performances électriques statiques et dynamiques du TBH SiGe issu d'une filière BiCMOS9MW 0.13 μ m. Nous avons noté que le gain en courant maximum et les fréquences de coupures pour le silicium poly cristallin au-dessus de la base augmente par rapport à une structure avec du silicium poly cristallin en dessous. Néanmoins, l'auto-échauffement du dispositif est plus important dans le cas où le Poly silicium est situé sur la surface du dispositif en comparaison avec le second cas où il se réduit de 92 K. Il est préférable, donc d'avoir une structure ayant du poly base en bas de la base SiGe afin de diminuer l'auto échauffement du composant.

En outre, nous nous sommes intéressés à la réduction de l'auto-échauffement dans un TBH SiGe (Transistor Bipolaire à Hétérojonction à base de Silicium-Germanium) en utilisant l'effet Peltier. Le modèle électrothermique intègre dans la structure, un refroidissement en utilisant les éléments à "effet Peltier". Nous avons analysé la répartition de la chaleur sur l'ensemble du composant TBH, qui s'échauffe dans le cas d'auto-échauffement jusqu'à une température maximale de ($T_{max} = 467K$). En y intégrant le refroidissement par effet Peltier dans le TBH SiGe, il y a une baisse significative des températures à ($T_{max} = 330K$).

Mots-clés : Transistor Bipolaire à Hétérojonction (TBH), SiGe, BiCMOS9W 0.13 μ m, COMSOL, auto-échauffement, modélisation numérique, Poly-silicium, Bi₂Te₃, Refroidissement par effet Peltier.

Modélisation électrothermique et analyse de l'auto-échauffement d'un TBH SiGe réalisé en technologie BiCMOS0.13µm pour la conception de circuits RF.

المخلص

الهدف من هذه الأطروحة هو النمذجة الكهرو حرارية وتحليل "التسخين الذاتي" للتدفئة الذاتية لـ TBH SiGe التي تم تحقيقها في تقنية BiCMOS9MW0.13µm.

الهندسة المستخدمة في تصميم الترانزستور ثنائي القطب BiCMOS9MW عبارة عن هيكل ذاتي المحاذاة بواسطة طبقة قاعدية. في الأدبيات، يشار إليه بالاختصار الإنجليزي DPSA-SEG (محاذاة الذات عن طريق الانتقاء الأول).

تحليل لتأثير التسخين الذاتي على TBH SiGe من قالب BiCMOS9 0.13 ميكرون؛ باستخدام برنامج COMSOL، من أجل فهم توزيع الحرارة بشكل أفضل على سطح المكون، والاقتراب من النقطة الأكثر سخونة في TBH SiGe. قمنا أيضًا بمحاكاة المعلمات الكهربائية الثابتة والديناميكية للمكون: الكسب الثابت (β)، وتردد الانتقال والحد الأقصى لتردد التذبذب (f_{max} ، f_T)، ودرجة الحرارة القصوى (T_{max}) التي وصل إليها TBH ومقاومته R_{TH} الحرارية.

يمكن تحسين تحليل التسخين الذاتي من خلال المتغيرات أثناء تحقيق الترانزستور. في هذا السياق، سيكون من الأفضل تقليل توليد الحرارة وتقليل تأثيرات "التسخين الذاتي". لقد قمنا بتحليل تأثير نسبة الجرمانيوم على التسخين الذاتي للترانزستور؛ قمنا بتحليل توزيع الحرارة على سطح المكون لثلاث نسب من الجرمانيوم $x = (10\%, 20\%, 30\%)$ كلما زاد معدل الجرمانيوم، زادت الحرارة المنتشرة على كامل سطح TBH.

ومع ذلك، كنا مهتمين بدراسة تأثير موضع القاعدة الخارجية (EB) في البولي سيليكون مقارنة بقاعدة SiGe الجوهرية من أجل رؤية تأثير التسخين الذاتي والأداء الكهربائي الساكن وديناميكيات TBH SiGe من BiCMOS9MW 0.13 ميكرومتر يموت. لاحظنا أن الحد الأقصى للكسب الحالي وترددات القطع للبولي سيليكون فوق القاعدة تزداد مقارنة بهيكل يحتوي على البولي سيليكون أدناه. ومع ذلك، فإن التسخين الذاتي للجهاز يكون أكبر. في حالة وجود البولي سيليكون على سطح الجهاز مقارنة بالحالة الثانية حيث تم تخفيضه بمقدار 92 ك. لذلك من الأفضل أن يكون لديك هيكل ذو قاعدة بولي في أسفل قاعدة SiGe لتقليل التسخين الذاتي للمكون.

بالإضافة إلى ذلك، كنا مهتمين بتقليل التسخين الذاتي في TBH SiGe (ترانزستور ثنائي القطب غير متجانسة قائم على السيليكون الجرمانيوم) باستخدام تأثير بلتير. يتكامل النموذج الكهرو حراري في الهيكل، ويتم تبريده باستخدام العناصر ذات "تأثير بلتير". لقد قمنا بتحليل توزيع الحرارة على مكون TBH بأكمله، والذي يسخن في حالة التسخين الذاتي حتى درجة حرارة قصوى تبلغ ($T_{max} = 467K$). من خلال دمج التبريد بتأثير بلتير في TBH SiGe، هناك انخفاض كبير في درجات الحرارة عند ($T_{max} = 330K$) من خلال دمج التبريد بتأثير بلتير في TBH SiGe، هناك انخفاض كبير في درجات الحرارة عند ($T_{max} = 330K$)

الكلمات الرئيسية: ترانزستور ثنائي القطب غير متجانسة (TBH)، SiGe، BiCMOS9W 0.13، ميكروميتر، COMSOL، تسخين ذاتي، نمذجة رقمية، بولي سيليكون، Bi2Te3، تبريد بلتير،