

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

**MODÉLISATION EMPIRIQUE GRAND-SIGNAL ET IMPLANTATION
LOGICIEL DES TRANSISTORS BIPOLAIRES À HÉTÉROJONCTION
INCLUANT LES EFFETS KIRK ET AUTO-ÉCHAUFFEMENT**

RIM BARRAK

**DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAITRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (M.SC.A.)
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)**

NOVEMBRE 2002



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-81533-1

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire Intitulé :

**MODÉLISATION EMPIRIQUE GRAND-SIGNAL ET IMPLANTATION
LOGICIEL DES TRANSISTORS BIPOLAIRES À HÉTÉROJONCTION
INCLUANT LES EFFETS KIRK ET AUTO-ÉCHAUFFEMENT**

présenté par : BARRAK Rim

en vue de l'obtention du diplôme de : Maitrise ès Sciences Appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. LAURIN Jean-J., Ph.D., président

M. AKYEL Cevdet, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. KOUKI Ammar, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. KHOUAS Abdelhakim, Ph.D., membre

À mon époux Taoufik

À la mémoire de Mon Grand-Père

REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé au sein du laboratoire de recherche en micro-ondes de l'École Polytechnique de Montréal. Je remercie sincèrement le professeur Cevdet Akyel d'avoir accepté de diriger mes travaux de maîtrise. Je lui exprime ma profonde gratitude pour tous ses conseils.

Je tiens à remercier particulièrement les professeurs Ammar Kouki et Fadhel Ghannouchi pour leur assistance technique bénéfique et continue tout au long de mes travaux.

Mes remerciements vont aussi à David Dousset, Ammar Issaoun et Ahmed Birafane pour leurs discussions bénéfiques concernant l'étude et la caractérisation des transistors TBH et aux Messieurs Robert Surridge et Anthony Stdenis de Nortel Networks, de nous avoir fourni les mesures sous-pointes des transistors à hétérojonction.

J'exprime tous mes remerciements et ma reconnaissance aux professeurs Jean-Jacques Laurin et Abdelhakim Khouas d'avoir jugé ce travail.

Mes remerciements les plus vifs vont à mon époux Taoufik pour sa patience et sa compréhension durant toute ma maîtrise, aussi, à mes parents pour leur encouragement continu, pendant toute une décennie.

Mes remerciements s'adressent, enfin, à tous les membres du laboratoire pour la sympathie qu'ils ont su me témoigner, et spécialement à Nathalie Lévesque secrétaire des études supérieures.

RÉSUMÉ

La technologie des circuits intégrés monolithiques micro-ondes (MMIC) à base de semi-conducteurs composés (III-V), en particulier l'arséniure de gallium (GaAs), a dominé ces dernières années le marché des amplificateurs de puissance, de commutateur et de plusieurs autres composants RF. Parmi ces composants, il y a les transistors Bipolaires à Hétérojonction (TBH). Ces transistors deviennent de plus en plus utilisés dans les circuits actifs micro-ondes et millimétriques. Ces dispositifs possèdent des caractéristiques physiques qui leur ont permis d'offrir d'excellentes performances en puissance et en fréquence pour les applications de circuits analogiques et numériques aux ondes centimétriques et millimétriques.

Au cours de ces dernières années, plusieurs travaux de recherches ont été lancés dans le but de développer des modèles grand-signal et petit-signal qui puissent simuler et prédirent les caractéristiques non-linéaires et linéarisées autour d'un point de polarisation des transistors TBH.

La contribution principale de notre maîtrise est donc le développement d'un nouveau modèle non-linéaire grand-signal pour les transistors bipolaires à hétérojonction. Ce nouveau modèle empirique tient compte des effets d'auto-échauffement, Kirk, avalanche et la température externe du transistor. Le circuit électrique équivalent de ce modèle a été utilisé pour simuler les caractéristiques DC, petit-signal et grand-signal. Une nouvelle approche d'extraction des paramètres statiques et dynamiques du modèle a été développée et appliquée pour différents transistors TBH. Les résultats de simulation obtenus prédisent avec une excellente précision les performances des TBH étudiés dans plusieurs modes d'opérations.

Ce nouveau modèle empirique pourrait être utile pour la conception des amplificateurs de puissance.

ABSTRACT

The technology of the Monolithic Microwave Integrated Circuits (MMIC) based on composed semiconductors (III-V), particularly, the GaAs material, has dominated in the last years the market of power amplifiers, switches and several other components RF. Among these components, there are the Heterojunction Bipolar transistors (HBT). These transistors become increasingly used in microwave and millimeter-wave active circuits. These devices have physical characteristics, which provide excellent RF and high power performances.

During the recent years, several research are encouraged with the aim of developing large-signal and small-signal models that could simulate and predict nonlinear characteristics and linear characteristics around a bias point for HBT transistors.

The principal contribution in this Master is then the development of a new nonlinear large-signal model for the Heterojunction bipolar transistors. This new empirical model takes into account the self-heating, the Kirk, the avalanche and the external heating effects in the HBT. The electrical equivalent circuit of this model is used to simulate the DC, small-signal and large-signal characteristics. A novel extraction approach of the static and dynamic parameters of the model was developed and was applied for various transistors HBT. The obtained simulation results predict with an excellent precision and agreement the performances of the HBT studied in several operating modes.

This new large-signal empirical model could be a key element and very helpful in designing power amplifiers.

TABLE DES MATIÈRES

Dédicace.....	iv
Remerciements	v
Résumé	vi
Abstract.....	vii
Table des matières.....	viii
Liste des tableaux	xiii
Liste des figures	xiv
Liste des sigles et abréviations.....	xvii
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
1. GÉNÉRALITÉS SUR LES TRANSISTORS BIPOLAIRES À HÉTÉROJONCTION	6
1.1. INTRODUCTION.....	7
1.2. STRUCTURE PHYSIQUE	8
1.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	10
1.4. PHÉNOMÈNES INTRINSÈQUES AU TBH	15
1.4.1. <i>Effet d'auto-échauffement</i>	15
1.4.2. <i>Effet Kirk</i>	17

1.4.3.	<i>Effet d'avalanche.....</i>	19
1.5.	PERFORMANCES DU TBH.....	20
1.5.1.	<i>Gain en courant.....</i>	20
1.5.2.	<i>Performances en fréquence.....</i>	20
1.5.3.	<i>Bruit en 1/f.....</i>	21
1.6.	CONCLUSION.....	22
2.	MODÈLES CONVENTIONNELS DES TRANSISTORS BIPOLAIRES À HÉTÉROJONCTION.....	23
2.1.	INTRODUCTION.....	24
2.2.	MODÈLES EMPIRIQUES.....	25
2.2.1.	<i>Modèle de Angelov/Choumei</i>	25
2.2.2.	<i>Modèle de Hajji.....</i>	29
2.3.	MODÈLES PHYSIQUES	33
2.3.1.	<i>Modèle de Gummel-Poon Conventionnel (modèle GP).....</i>	33
2.3.2.	<i>Modèle Gummel-Poon Modifié.....</i>	36
2.3.3.	<i>Modèle VBIC.....</i>	40
2.4.	CONCLUSION.....	45
3.	NOUVEAU MODÈLE EMPIRIQUE GRAND-SIGNAL POUR LES TRANSISTORS BIPOLAIRES À HÉTÉROJONCTION.....	46

3.1.	INTRODUCTION.....	47
3.2.	MODÈLE EMPIRIQUE DE BASE	48
3.2.1.	<i>Partie extrinsèque</i>	48
3.2.2.	<i>Partie Intrinsèque</i>	48
3.2.3.	<i>Procédure d'extraction des paramètres du modèle</i>	51
3.2.3.1.	Résistances d'accès	51
3.2.3.2.	Courant de base	52
3.2.3.3.	Courant du Collecteur	52
3.2.3.4.	Paramètres dynamiques.....	53
3.2.4.	<i>Résultats de simulation du modèle Statique</i>	53
3.3.	NOUVEAU MODÈLE EMPIRIQUE	59
3.3.1.	<i>Modifications apportées au modèle empirique de base</i>	59
3.3.1.1.	Schéma électrique équivalent.....	60
3.3.1.2.	Effet Kirk	61
3.3.1.3.	Effet d'avalanche	63
3.3.1.4.	Effet de la température externe	64
3.3.1.5.	Courant du collecteur	65
3.3.2.	<i>Analyse des caractéristiques DC</i>	66

3.3.2.1.	Extraction des paramètres statiques	66
3.3.2.2.	Résultats de simulation DC.....	69
3.3.3.	<i>Analyse Petit-Signal</i>	75
3.3.3.1.	Extraction des paramètres dynamiques.....	76
3.3.3.2.	Résultats de simulation petit-signal	83
3.3.4.	<i>Analyse grand signal</i>	87
3.4.	CONCLUSION	89
4.	IMPLANTATION D'UN MODÈLE NON-LINÉAIRE SOUS LE SIMULATEUR HP-ADS	91
4.1.	INTRODUCTION.....	92
4.2.	MODÈLE SDD	92
4.2.1.	<i>Caractéristiques d'un modèle SDD</i>	92
4.2.2.	<i>Développement d'un modèle SDD</i>	94
4.3.	MODÈLE UCM	96
4.3.1.	<i>Caractéristiques d'un modèle UCM</i>	96
4.3.2.	<i>Développement d'un modèle UCM</i>	98
4.4.	IMPLANTATION DU MODÈLE GUMMEL-POON MODIFIÉ.....	102
4.5.	IMPLANTATION DU NOUVEAU MODÈLE EMPIRIQUE	110

4.6. CONCLUSION.....	113
CONCLUSION GÉNÉRALE	114
BIBLIOGRAPHIE.....	118
ANNEXE A : INTERFACE D'EXTRACTION DES PARAMÈTRES COMMUNS AUX MODÈLES EMPIRIQUE ET GUMMEL-POON MODIFIÉ.....	124
ANNEXE B : RÉSULTATS DE SIMULATION GUMMEL-DIRECT À DIFFÉRENTES TEMPÉRATURES	136

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1-1: Exemple de structure de couches épitaxiales utilisée pour la fabrication des TBH [29]	10
Tableau 1-2 : Discontinuités de bande d'énergie pour des hétérostructures	13
Tableau 3-1: Paramètres statiques du modèle empirique de base pour les transistors HBT1, HBT2 et HBT3	54
Tableau 3-2 : Paramètres statiques du nouveau modèle empirique pour les transistors HBT1, HBT2 et HBT3	71
Tableau 3-3 : Paramètres dynamiques du nouveau modèle empirique pour le transistor HBT1	84
Tableau 4-1 : Valeurs des paramètres des capacités de jonction non-linéaires	106

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1: Coupe transversale d'un HBT [29]	9
Figure 1-2 : (a) Diagramme de bande d'énergie pour deux semi-conducteurs isolés, (b) diagramme de bande d'énergie pour une hétérojonction n-p à l'équilibre thermodynamique.....	12
Figure 1-3 : (a) diagramme de bande d'énergie d'un transistor bipolaire à hétérojonction npn à l'équilibre thermique, (b) diagramme de bande d'énergie d'un TBH polarisé en régime de fonctionnement normal.....	14
Figure 1-4 : Circuit Thermique pour la modélisation de l'effet d'auto-échauffement.....	16
Figure 1-5 : Évolution de f_T et f_{max} pour les TBH en Arséniure de Gallium	22
Figure 2-1 : Schéma du circuit équivalent du modèle de Angelov/Choumei [2].....	27
Figure 2-2 : Schéma du circuit équivalent du modèle de Hajji [3]	32
Figure 2-3 : Schéma du circuit équivalent du modèle Gummel-Poon [5]	35
Figure 2-4 : Schéma du circuit équivalent du modèle Gummel-Poon modifié statique[7]	40
Figure 2-5 : Schéma du circuit équivalent du modèle VBIC [8]	44
Figure 3-1 : Caractéristiques I_c - V_{ce} d'un transistor Bipolaire à Hétérojonction	50
Figure 3-2 : Comparaison des simulations du modèle empirique de base (-) et mesures (+) I_c - V_{ce} du HBT1 à $T=25^\circ\text{C}$	56
Figure 3-3 : Comparaison des simulations du modèle empirique de base (-) et mesures (+) I_c - V_{ce} du HBT2 à $T=25^\circ\text{C}$	56
Figure 3-4 : Comparaison des simulations du modèle empirique de base (-) et mesures (+) I_c - V_{ce} du HBT3 à $T=25^\circ\text{C}$	57
Figure 3-5 : Comparaison des simulations du modèle empirique de base (-) et mesures (+) Gummel-Direct du HBT1 à $T=25^\circ\text{C}$	57
Figure 3-6 : Comparaison des simulations du modèle empirique de base (-) et mesures (+) Gummel-Direct du HBT2 à $T=25^\circ\text{C}$	58

Figure 3-7 : Comparaison des simulations du modèle empirique de base (-) et mesures (+) Gummel- Direct du HBT3 à $T=25^{\circ}\text{C}$	58
Figure 3-8 : Schéma du circuit électrique équivalent du nouveau modèle empirique pour les transistors TBH.....	60
Figure 3-9 : Modélisation de l'effet Kirk	63
Figure 3-10 : Variation du courant de base avec la température externe	65
Figure 3-11 : Mesures Fly-back A	67
Figure 3-12 : Mesures Fly-back B	67
Figure 3-13 : détermination des paramètres a et I_S à partir des mesures Gummel-Direct du courant de base	69
Figure 3-14 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) I_c - V_{ce} du HBT1 à $T=25^{\circ}\text{C}$	70
Figure 3-15 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) I_c - V_{ce} du HBT2 à $T=25^{\circ}\text{C}$	72
Figure 3-16 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) I_c - V_{ce} du HBT3 à $T=25^{\circ}\text{C}$	72
Figure 3-17 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) Gummel-Direct du HBT1 à $T=25^{\circ}\text{C}$	73
Figure 3-18 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) Gummel-Direct du HBT2 à $T=25^{\circ}\text{C}$	74
Figure 3-19 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) Gummel-Direct du HBT3 à $T=25^{\circ}\text{C}$	74
Figure 3-20 : Schéma équivalent petit-signal du nouveau modèle empirique	77
Figure 3-21: Évolution de la capacité base-émetteur en fonction de la tension base-collecteur et du courant du collecteur	79
Figure 3-22 : Évolution de la capacité base-collecteur extrinsèque en fonction de la tension base-collecteur et du courant du collecteur	81
Figure 3-23 : Évolution de la capacité base-collecteur intrinsèque en fonction de la tension base-collecteur et du courant du collecteur	81
Figure 3-24 : Évolution du temps de transit en fonction de la tension collecteur-émetteur et du courant du collecteur	82

Figure 3-25 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) Paramètres S du HBT1 (Point de Polarisation $V_{ce}=1.5V$, $I_c=5mA$).....	85
Figure 3-26 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) Paramètres S du HBT1 (Point de Polarisation $V_{ce}=2.5V$, $I_c=10mA$).....	86
Figure 3-27 : Évolution de la puissance de sortie et du gain de puissance en fonction de la puissance d'entrée du HBT1	87
Figure 3-28 : Évolution des puissances harmoniques en fonction de la puissance d'entrée du HBT1	88
Figure 3-29 : Formes d'onde de la tension de sortie dans une charge de $50\ \Omega$ pour différentes puissances d'entrée.....	89
Figure 4-1 : Schéma du symbole d'un SDD à deux ports	94
Figure 4-2 : Schéma électrique équivalent grand-signal du modèle Gummel-Poon modifié	103
Figure 4-3 : Implantation du modèle Gummel-Poon modifié grand-signal sous ADS à l'aide du modèle SDD	104
Figure 4-4 : Comparaison des simulations I_c - V_{ce} des modèles SDD (+) et UCM (-) ...	107
Figure 4-5 : Comparaison des simulations Gummel-Direct des modèles SDD (+) et UCM (-).....	107
Figure 4-6 : Comparaison des simulations paramètres S des modèles SDD (+) et UCM (-)	108
Figure 4-7 : Comparaison des simulations paramètres S des modèles SDD (+) et UCM (-)	109
Figure 4-8 : Comparaison des puissances harmoniques des modèles SDD (+) et UCM (-)	111
Figure 4-9 : Comparaison des puissances harmoniques avec les modèles SDD (+) et UCM (-).....	111
Figure 4-10 : Implantation du nouveau modèle empirique grand-signal sous ADS à l'aide du modèle SDD	112

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

BJT :	Transistor à Jonction Bipolaire ("Bipolar Junction Transistor »)
TBH :	Transistor Bipolaire à Hétérojonction ("Heterojunction Bipolar Transistor")
MBE :	Épitaxie par Jets Moléculaires ("Molecular Beam Epitaxy")
MOCVD :	Dépôt en phase vapeur à partir de sources organo-métalliques ("Metal Organic Chemical Vapor Deposition")
GaAs:	Arséniure de Gallium
DC :	Courant Continue
RF :	Radio Fréquence
K :	constante de Boltzman
q :	charge d'électron
T :	température de la pièce
T _j :	température de jonction
V _{be} ' :	Tension base-émetteur extrinsèque
V _{ce} ' :	Tension collecteur-émetteur extrinsèque
V _{be} :	Tension base-émetteur intrinsèque
V _{ce} :	Tension collecteur-émetteur intrinsèque
I _{be} :	Courant de jonction base-émetteur
I _{bc} :	Courant de jonction base-collecteur
I _b :	Courant de base
I _{b0} :	Courant de base de référence

I_{bn} :	Courant de base normalisé
I_c :	Courant du collecteur
I_e :	Courant d'émetteur
R_b :	Résistance de contact au niveau de la base
R_c :	Résistance de contact au niveau du collecteur
R_e :	Résistance de contact au niveau de l'émetteur
L_b :	Inductance parasite du plot d'accès de la base
L_c :	Inductance parasite du plot d'accès du collecteur
L_e :	Inductance parasite du plot d'accès de l'émetteur
C_{pb} :	Capacité parasite du plot d'accès de la base
C_{pc} :	Capacité parasite du plot d'accès du collecteur
C_{pbc} :	Capacité parasite extrinsèque base
C_{bc} :	Capacité de base-collecteur extrinsèque
C_{cc} :	Capacité de base-collecteur intrinsèque
C_{be} :	Capacité base-émetteur
g_m :	Transconductance
g_{mo} :	Conductance de sortie
R_{be} :	Conductance d'entrée
τ_d :	Temps de transit collecteur émetteur
S_{ij} :	Paramètres S petit-signal d'un transistor
Y_{ij} :	Paramètres Y petit-signal d'un transistor
$X_1 \dots X_7$:	Paramètres du modèle du courant du collecteur
a, I_S, a_{ij} :	paramètres du courant de base

$\alpha_k, \alpha_{I2}, I_1, X_K$: Paramètres de l'effet Kirk

m, V_{ceo} : Paramètres de l'effet d'avalanche

$C_{jbc}, V_{jbc}, m_{jbc}$: Paramètres du modèle de la capacité Cbc

$C_{jcc}, V_{jcc}, m_{jcc}, I_o$: Paramètres du modèle de la capacité Ccc

$C_{jbe}, V_{jbe}, m_{jbe}, \beta_1, \beta_2$ et ϕ : Paramètres du modèle de la capacité Cbe

α_1 et α_2 : Paramètres du modèle du temps de transit

P_{in} : Puissance d'entrée du transistor

$P_{out}(nfo)$: Puissance de sortie de la $n^{ème}$ harmonique

R_{th} : Résistance thermique

C_{th} : Capacité thermique

P_{diss} : Puissance dissipée

SDD: Symbolically Defined Devices

UCM: User-Compiled Model

ADS: Advanced Design System

MDS: Microwave Design System

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La forte croissance de la demande en composants et circuits RF et micro-ondes observée ces dernières années dans le domaine des télécommunications motive plus que jamais le développement des nouvelles filières technologiques. Les dispositifs à semi-conducteurs, tels que les transistors bipolaires et les transistors à effet de champ, offrent des possibilités nouvelles et variées dans le domaine des circuits intégrés micro-ondes à hautes performances.

En effet, l'avènement de nouvelles technologies de croissance de couches épitaxiales telles que le dépôt en phase vapeur à partir de sources organo-métalliques ("Metal Organic Chemical Vapor Deposition", MOCVD), ou l'épitaxie par jets moléculaires ("Molecular Beam Epitaxy", MBE) a permis de réaliser des hétérostructures et d'améliorer les performances de certains circuits actifs et d'en concevoir d'autres de plus en plus complexes.

Parmi les dispositifs à semi-conducteurs, comportant des hétérostructures, il y a les transistors Bipolaires à Hétérojonction (TBH). Ces transistors offrent des performances extrêmement intéressantes dans le domaine millimétrique avec notamment des fréquences maximales d'oscillation et des fréquences de transition pouvant atteindre 100 GHz. Les possibilités offertes du point de vue puissance sont également très prometteuses, par exemple, le gain en courant d'un transistor TBH est nettement meilleur que celui d'un transistor BJT.

Ainsi, les performances que présente un transistor TBH lui ont permis de devenir une alternative dans les domaines d'amplification de puissance et des oscillateurs.

Pour concevoir un circuit électrique, il est nécessaire en premier lieu de comprendre les phénomènes physiques régissant le fonctionnement de ses éléments, d'exploiter les mesures de leurs paramètres caractéristiques et d'en ressortir un modèle électrique. Cette deuxième étape constitue l'étape de modélisation c'est une étape incontournable dans tout processus de conception de circuit. En effet, toute réalisation technologique étant extrêmement onéreuse, il est indispensable avant la conception et la fabrication d'un circuit d'en prévoir le fonctionnement dans tous les modes d'opération de façon à se conformer au cahier des charges fixées par le client. Cette nécessité aboutit donc à la formulation de modèles électriques décrivant de manière fiable le comportement du dispositif dans la bande de fréquence en question et simulant avec précision son fonctionnement dans tous les modes d'opération.

Plusieurs modèles de transistors, sont intégrés dans des logiciels de conception assistée par ordinateur (CAO) et ils contribuent énormément à la conception, l'optimisation et la réalisation des circuits divers, tels que les amplificateurs, les oscillateurs, les mélangeurs...etc. Ces modèles sont caractérisés par un schéma électrique équivalent des équations linéaires et/ou non-linéaires et des paramètres.

Les modèles existants pour les transistors sont classés en deux types, à savoir, les modèles grand-signal ([1]-[18]) et les modèles petit-signal ([19]-[25]). Les modèles petit-signal permettent de modéliser le comportement linéaire des transistors autour d'un point de fonctionnement donné, alors que, les modèles grand-signal permettent de modéliser à la fois les comportements statique, petit-signal et grand-signal des transistors.

Plusieurs techniques d'extraction des paramètres du modèle petit-signal ont été développées, ces techniques sont basées sur des méthodes analytiques ou semi-analytiques qui, à partir des mesures des paramètres S pour différents points de polarisation, permettent d'extraire les paramètres du modèle pour un schéma électrique petit-signal bien défini.

Les différents types de modélisation du comportement non-linéaire grand-signal d'un transistor sont généralement classés en trois catégories, à savoir, les modèles physiques, empiriques et du type tables de données. Les deux premiers modèles sont les plus utilisés. Les équations non-linéaires associées aux modèles physiques sont généralement dérivées des caractéristiques physiques des transistors, alors que celles des modèles empiriques n'ont généralement pas de lien avec la physique des dispositifs. Pour pouvoir extraire les paramètres des modèles électriques, plusieurs caractéristiques physiques et types de mesures des transistors sont indispensables. Par contre les paramètres des modèles empiriques sont généralement déterminés par optimisation des simulations et des mesures pour différents modes d'opération.

Notre travail de maîtrise s'intègre dans le cadre d'un projet financé par la CRSNG et réalisé au sein de notre équipe de modélisation des TBH. L'objectif commun était de développer deux modèles non-linéaires empirique et physique grand-signal et de les implanter dans le logiciel HP-ADS de Agilent.

Notre travail de maîtrise a consisté à étudier les caractéristiques et performances des transistors TBH, ensuite, à étudier un ancien modèle empirique grand-signal TBH [48]. Cette étude nous a permis de développer un nouveau modèle empirique grand-signal [1] qui tient compte de certains phénomènes intrinsèques aux transistors TBH que le modèle [48] ne pouvait pas prédire. Le nouveau modèle empirique prédit avec précision, les performances et les caractéristiques des transistors TBH dans plusieurs modes d'opération. Le nombre de paramètres de ce nouveau modèle est optimisé de façon à pouvoir les extraire d'une façon simple et rapide à partir de mesures. Certains paramètres sont déterminés par optimisation les autres paramètres sont déterminés directement à partir des mesures. Ce modèle a été appliqué pour plusieurs transistors TBH dans plusieurs modes d'opération, à savoir, DC, petit-signal et grand-signal. Nous avons commencé par l'analyse des caractéristiques statiques ou DC qui nous a permis de dériver les paramètres statiques du modèle. L'analyse petit-signal nous a permis ensuite

d'identifier le reste des paramètres du modèle qui ont été enfin utilisés pour prédire les performances grand-signal des transistors TBH.

Un autre travail que nous avons réalisé au cours de notre projet de maîtrise, était d'étudier l'implantation d'un modèle compilé non-linéaire dans le simulateur HP-ADS. Pour ce faire, nous avons étudié deux modèles prédéfinis sous ADS, à savoir, les modèles SDD (Symbolically Defined Devices) et UCM (User-Compiled Model) permettant d'implanter un modèle non-linéaire. Nous avons implanté le modèle compilé associé au modèle Gummel-Poon modifié grand-signal et nous avons comparé ses résultats de simulations avec ceux du modèle SDD dans plusieurs modes d'opération. Nous avons également implanté le modèle SDD associé au modèle empirique grand-signal.

Ce mémoire est structuré de la manière suivante :

Le chapitre I constitue une introduction aux transistors bipolaires à hétérojonction. Nous présentons la structure physique d'un TBH ainsi que son principe de fonctionnement. Ensuite, nous présentons les phénomènes intrinsèques et les performances en puissance et en fréquence des transistors TBH.

Différents modèles empiriques et physiques utilisés pour les transistors TBH sont présentés dans le chapitre II. Nous présentons, en particulier, le schéma électrique équivalent de chaque modèle, les équations qui régissent ses composants ainsi que la procédure d'extraction de ses paramètres.

Le chapitre III est constitué de deux parties. Dans la première partie, nous étudions l'ancien modèle empirique et la procédure d'extraction de ses paramètres. Nous présentons aussi les résultats de simulation des caractéristiques DC pour trois transistors TBH de Nortel ayant des surfaces d'émetteur différentes, nous dégagons de ces résultats les améliorations possibles au modèle. Ceci fera l'objet du développement du nouveau

modèle empirique. Dans la deuxième partie du chapitre, nous présentons les modifications apportées au modèle empirique de base et les résultats des analyses DC et petit-signal. Nous détaillons pour chaque analyse la procédure d'extraction des paramètres et les résultats de simulation correspondants. Nous validons enfin le nouveau modèle empirique pour l'analyse des caractéristiques en puissance.

L'implantation d'un modèle non-linéaire sous le simulateur HP-ADS fera l'objet du quatrième chapitre. Nous présentons dans ce dernier chapitre les deux modèles SDD et UCM prédéfinis sous ADS. Nous présentons pour chaque modèle les caractéristiques et les détails de définition. Nous détaillons par la suite les procédures d'implantation du modèle Gummel-Poon modifié et du nouveau modèle empirique grand-signal.

Enfin, le mémoire s'achève par une synthèse de l'ensemble des travaux effectués ainsi que des recommandations et suggestions pour des travaux futurs.

CHAPITRE I

GÉNÉRALITÉS SUR LES TRANSISTORS BIPOLAIRES À HÉTÉROJONCTION

1.1. Introduction

Le transistor bipolaire a été inventé par Bardeen et Brattain en 1948, ce transistor consistait en deux électrodes en or étroitement espacées et enfoncées fermement dans un cristal de Germanium proprement dopé. Le courant de l'électrode du collecteur peut être modulé par la variation de la tension entre la base en Germanium et l'électrode de l'émetteur. La théorie en a été élaborée par Shockley en 1949. Trois années après son invention, le Transistor à Jonction Bipolaire (BJT) était disponible commercialement. C'est historiquement le premier composant actif à semi-conducteur ([26]-[28]).

Les premiers transistors bipolaires étaient des dispositifs à homojonction. Ils étaient constitués de trois régions différemment dopées pnp ou npn, et d'un même monocristal semi-conducteur. Il s'agissait de deux jonctions pn présentant une région commune. Les trois régions portaient respectivement les noms d'Émetteur, de Base et de Collecteur. C'est l'interaction étroite entre la jonction émetteur-base (E-B) et la jonction base-collecteur (B-C), favorisée par une faible épaisseur de base, qui est à l'origine de l'effet transistor.

Le faible dopage de la base engendre une résistance de base élevée et le fort dopage de la base engendrent une capacité d'approvisionnement base-émetteur élevée. Dans les deux cas, il y a une limitation de la fréquence d'oscillation $f_{\max}$ du transistor bipolaire à homojonction, donnée par l'expression suivante :

$$f_{\max} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{f_T}{2\pi C_{bc} R_b}} \quad \text{Eq 1-1}$$

Avec f_T est la fréquence de transition au-delà de laquelle le gain dynamique en courant du transistor est inférieur à 0 dB, C_{bc} est la capacité base-collecteur et R_b est la résistance de base.

Pour améliorer les performances des transistors bipolaires, des hétérostructures ont été utilisées. L'idée a été proposée en 1951 par Shockley et le concept a été par la suite développée par Kroemer en 1957 ([26]-[28]).

Les caractéristiques du nouveau transistor Bipolaire à Hétérojonction (TBH) permettent d'optimiser à la fois les régions de base et émetteur afin de réduire la résistance de base et la capacité base-collecteur et par la suite améliorer la vitesse du dispositif caractérisée par f_T et f_{max} .

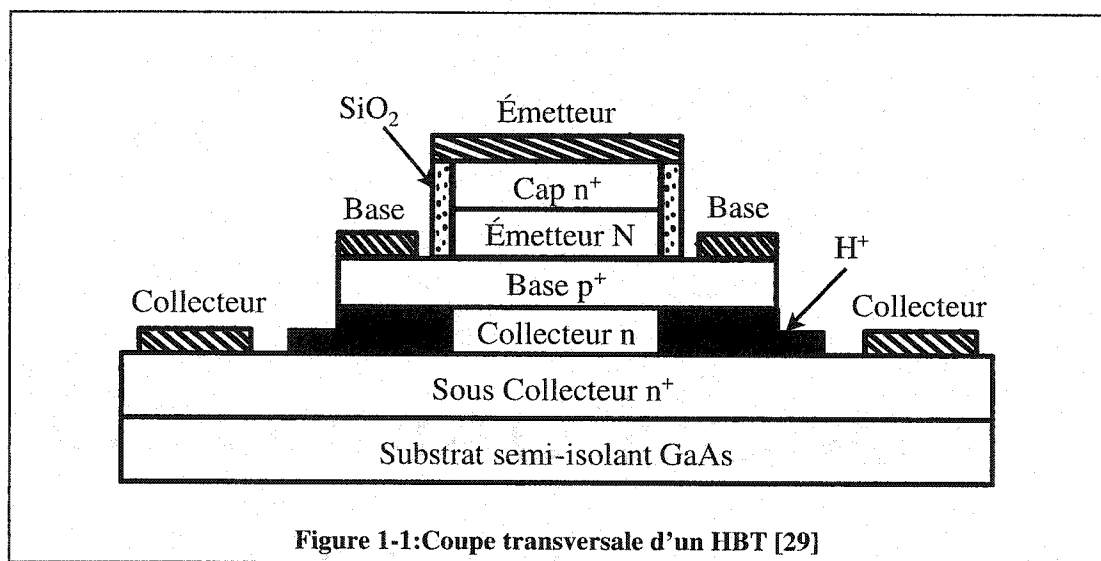
Dans ce chapitre, nous présentons une brève description de la structure physique d'un TBH. Par la suite, nous rappelons son principe de fonctionnement. Les effets et les phénomènes intrinsèques aux transistors TBH sont étudiés dans la troisième section. Dans la dernière section, nous voyons les performances en puissance et en fréquence des TBH.

1.2. Structure physique

La structure du transistor TBH est verticale comme celle du transistor bipolaire, mais réalisée à partir d'hétérojonctions. En effet, cette différence de structure se manifeste par l'utilisation de différents cristaux semi-conducteurs pour la fabrication des TBH, tels que les GaAs, AlGaAs, InP...

Pour ce type de structure, les techniques modernes d'épitaxies qui sont la MOCVD (Metal Organic Chemical Vapor Deposition) et la MBE (Molecular Beam Epitaxy), permettent de réaliser des distances émetteur-collecteur aussi faibles que $0.1\mu\text{m}$. Il en résulte des performances en fréquence très élevées. On peut également réaliser avec ce type de structure des surfaces d'émetteur et de collecteur relativement importantes, ce qui permet d'améliorer le gain en courant et par la même, le gain en puissance [26].

La figure 1-1 montre une coupe transversale d'un transistor bipolaire à hétérojonction AlGaAs/GaAs [29]. C'est une structure typique réalisée sur un substrat GaAs semi-isolant et sur lequel sont disposées huit couches de semi-conducteurs ayant différents dopages. Cette structure est constituée de trois régions principales qui sont l'émetteur, la base et le collecteur dopées npn.



Le tableau 1-1 présente un ordre de grandeur des dopages et des épaisseurs des différentes couches épitaxiales d'un transistor bipolaire à hétérojonction AlGaAs/GaAs [29]. On remarque à partir de ce tableau que la couche de base est fortement dopée ($4 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$), alors que la concentration de dopage est faible dans la couche de l'émetteur ($5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$), ceci permet de réduire la résistance de base ainsi que la capacité de jonction base-collecteur.

Couches	Matériaux	Dopage (cm^{-3})	Épaisseur (Å)	Fraction en InAs ou AlAs
Cap	n^+ InGaAs	2×10^{19}	500	0.5
	n^+ InGaAs	2×10^{19}	500	0.5 – 0
	n^+ InGaAs	2×10^{19}	500	
Émetteur	N AlGaAs	5×10^{17}	1500	0.3
Base	p^+ AlGaAs	4×10^{19}	1000	0.12 – 0
Collecteur	N GaAs	5×10^{16}	2000	-
	N GaAs	2×10^{17}	3000	-
Buffer	n^+ GaAs	3×10^{18}	5000	-
Substrat	GaAs	-	-	-

Tableau 1-1: Exemple de structure de couches épitaxiales utilisée pour la fabrication des TBH [29]

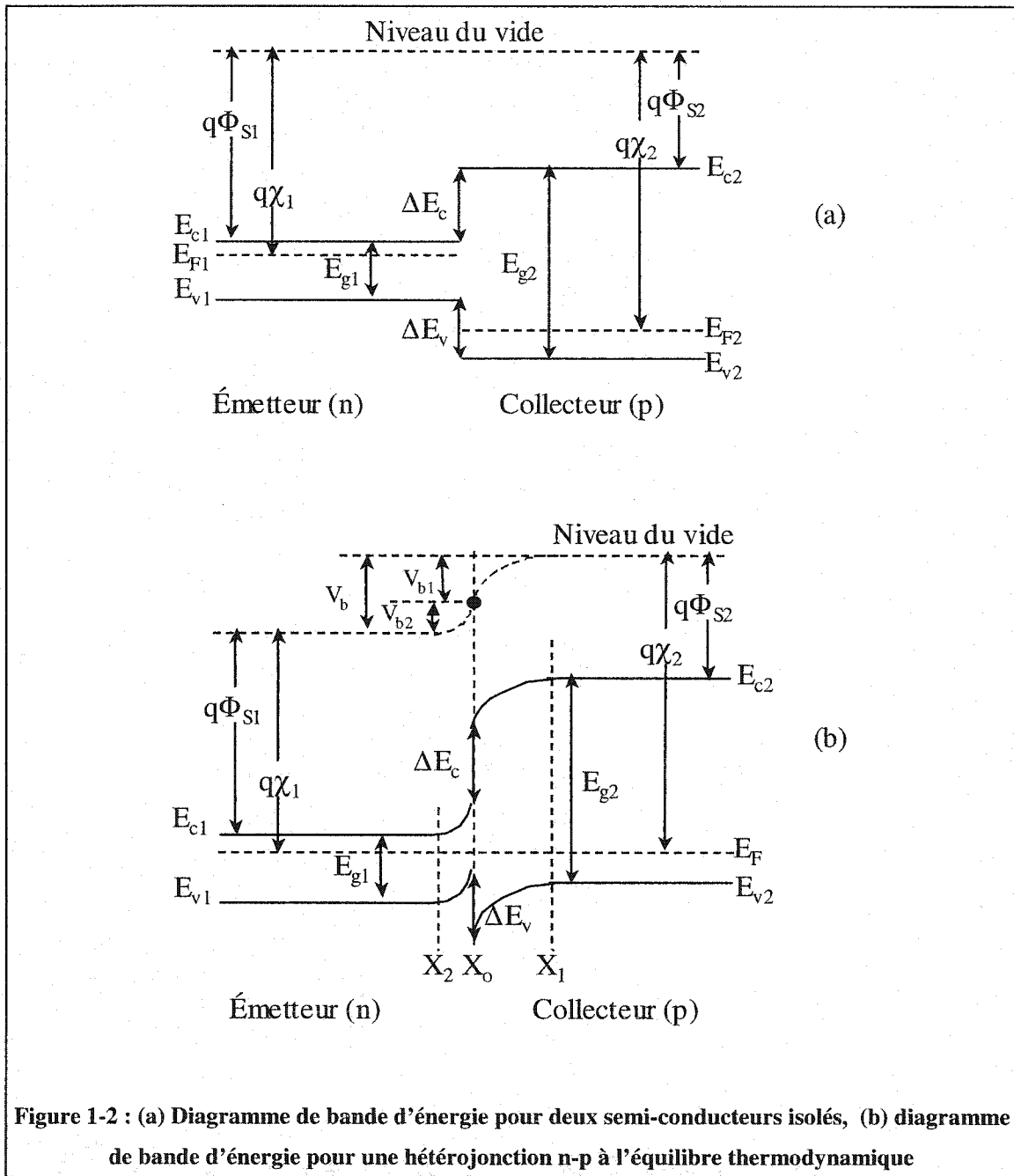
On peut remarquer que par rapport aux transistors classiques BJT, la jonction émetteur-base des transistors TBH est réalisée avec deux matériaux différents. C'est essentiellement la réalisation de l'hétérojonction qui a permis aux TBH d'obtenir de meilleures performances par rapport aux BJT.

1.3. Principe de fonctionnement

Une hétérojonction est définie comme étant une jonction entre deux semi-conducteurs différents, comme le Germanium de type n et l'Arsenic de Gallium de type p. Dans cette section nous considérons tout d'abord le cas d'une hétérostructure, puis, nous expliquons le principe de fonctionnement du transistor bipolaire à hétérojonction polarisé en régime de fonctionnement normal.

La figure 1-2a présente le diagramme de bande d'énergie de deux semi-conducteurs isolés avant la formation de l'hétérojonction. On considère deux semi-conducteurs ayant différents : gaps d'énergie (E_g), permittivités diélectriques (ϵ_s), affinités électroniques ($q\chi$) et travaux de sortie ($q\Phi$). Au zéro degré absolu, tous les électrons libres étant situés au-dessous du niveau de Fermi, le travail de sortie ($q\Phi$) est défini comme étant l'énergie minimum qu'il faut fournir pour extraire un électron du niveau de Fermi (E_F) à l'extérieur du semi-conducteur (niveau du vide). L'affinité électronique ($q\chi$) est définie comme étant l'énergie qu'il faut fournir à un électron situé en bas de la bande de conduction pour l'extraire du semi-conducteur et l'amener dans le vide. La différence entre les niveaux d'énergies de conduction (E_c) des deux semi-conducteurs est notée ΔE_c et la différence entre les niveaux d'énergies de valence est notée ΔE_v .

La figure 1-2b présente le diagramme de bande d'énergie à l'équilibre thermodynamique formée entre ces deux semi-conducteurs. À l'équilibre thermodynamique, deux conditions sont nécessaires pour la construction du diagramme de bande d'énergie : 1- le niveau de Fermi doit être le même des deux côtés de l'interface. 2- le niveau du vide doit être continu et parallèle aux extrémités des bandes d'énergie des deux semi-conducteurs. Pour satisfaire ces deux conditions, des discontinuités d'énergie ΔE_c et ΔE_v respectivement au niveau de la bande de conduction et au niveau de la bande de valence sont indispensables.



La discontinuité relativement élevée ΔE_c freine l'injection des électrons depuis l'émetteur vers la base comme c'est le cas pour le couple GaAlAs/GaAs. L'hétérojonction émetteur-base est dans ce cas réalisée en utilisant une gradualité d'aluminium permettant de réduire la discontinuité au niveau de la bande de conduction et d'améliorer le facteur d'injection. Une autre possibilité serait de choisir un couple de

matériaux présentant une discontinuité ΔE_c faible et ayant une bonne proportionnalité entre ΔE_c et ΔE_v comme c'est le cas pour le couple GaInP/GaAs.

Le tableau suivant ^[1] donne un ordre de grandeur des discontinuités des bandes d'énergie pour les transistors TBH. Un grand rapport de $\Delta E_v/\Delta E_c$ est souhaitable.

HBT Material Structure	ΔE_c (eV)	ΔE_v (eV)	ΔE_g (eV)	$\Delta E_v/\Delta E_c$	Réf.
Al _{0.3} Ga _{0.7} As/GaAs	0.24	0.13	0.37	0.54	[38]
In _{0.5} Ga _{0.5} P/GaAs	0.19	0.29	0.48	1.53	[39]-[41]
InP/In _{0.53} Ga _{0.47} As	0.25	0.34	0.59	1.36	[42]

Tableau 1-2 : Discontinuités de bande d'énergie pour des hétérostructures

Les matériaux les plus utilisés pour les hétérojonctions sont les semi-conducteurs de type III-V tel que le GaAs et ses solutions solides Al_xGa_{1-x}As (x varie entre 0 et 1).

On considère maintenant le cas d'un transistor bipolaire à hétérojonction (nnp) polarisé en régime de fonctionnement normal, c'est à dire lorsque la jonction base-émetteur est polarisée en direct et la jonction base-collecteur est polarisée en inverse (figure 1-3). Dans ce mode d'opération, un courant d'électrons I_n est injecté de l'émetteur vers la base, on récupère un courant I_s de recombinaison électron-trou dans la couche d'approvisionnement base-émetteur, un courant I_p de trous injectés dans l'émetteur de la base et un courant I_r de recombinaison dans la base. V_{be} et V_{bc} représentent les tensions de polarisation appliquées aux jonctions base-émetteur et base-collecteur respectivement.

[1] SHABBIR, A. B., "Study of Indium Tin Oxide (ITO) for Novel Optoelectronic Devices", Thèse de doctorat, King's College London, Université de London, 1998.

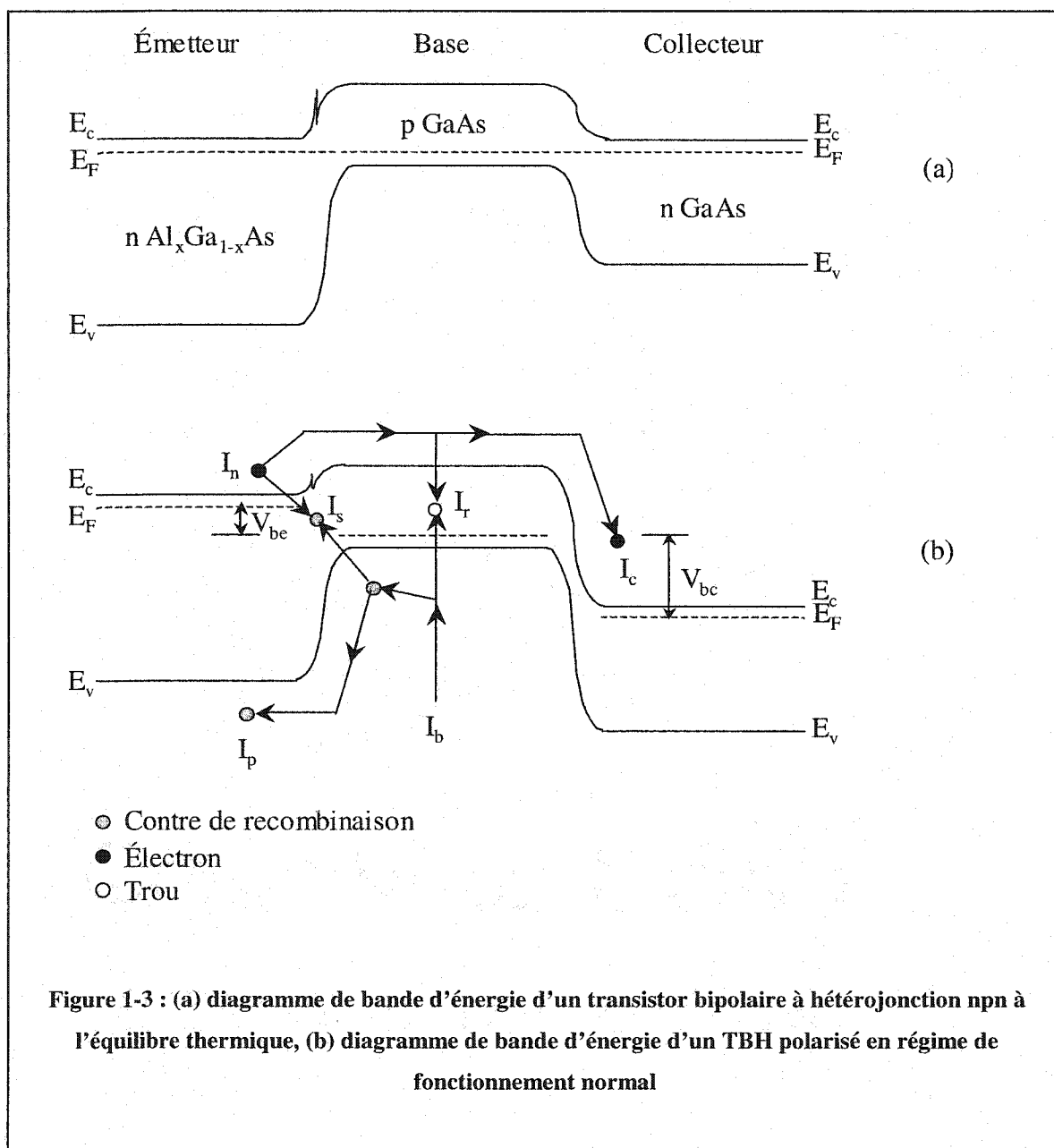
Les expressions des courants d'émetteur, de base et de collecteur notés I_e , I_b et I_c respectivement, sont données par :

$$I_e = I_n + I_p + I_s$$

$$I_b = I_r + I_p + I_s$$

$$I_c = I_n - I_r$$

Eq 1-2



Le mode d'opération d'un transistor bipolaire à hétérojonction est similaire à celui d'un transistor conventionnel. Certaines caractéristiques telles que l'effet d'auto-échauffement et l'effet Kirk sont plus dominants dans le cas des transistors TBH, ce qui limite leur fonctionnement. Cependant, le TBH présente beaucoup d'avantages comme de très bonnes performances en fréquence et en forts gains en courant.

Dans les deux prochaines sections nous présentons les effets intrinsèques ainsi que les performances des TBH.

1.4. Phénomènes intrinsèques au TBH

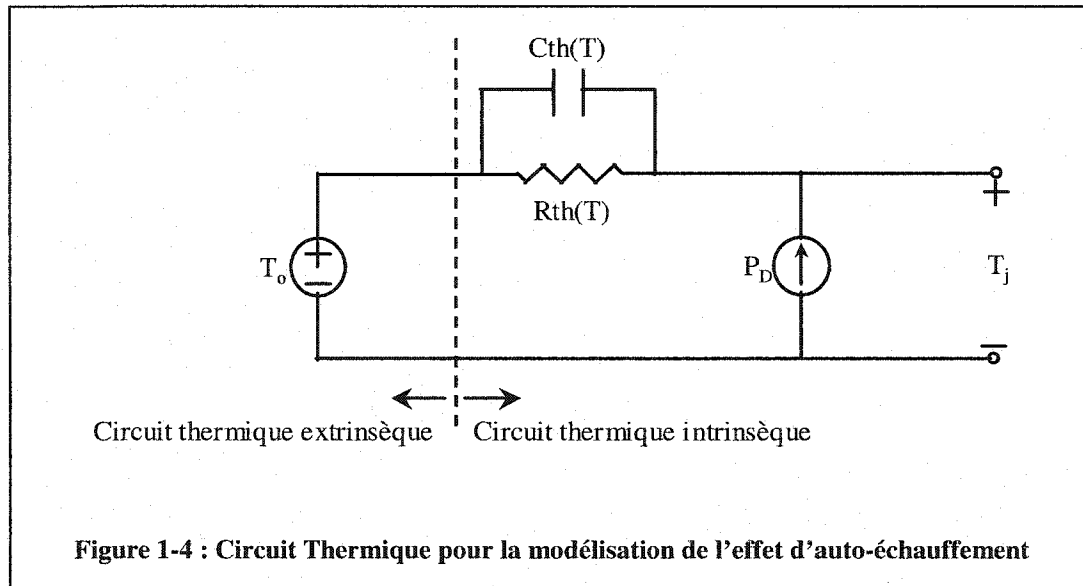
Lorsque les transistors TBH opèrent à haute puissance, les deux effets intrinsèques majeurs sont "*l'effet d'auto-échauffement*" dû à la dissipation de puissance et "*l'effet Kirk*" dû au fort courant de collecteur, ce qui n'est pas le cas pour les transistors bipolaires conventionnels, pour lesquels les effets les plus dominants sont "*l'effet de la forte injection dans la base*" et "*l'effet Early*" [30]. Pour les TBH ces deux derniers effets sont limités par le fort dopage de la base. Comme les BJT, les TBH sont également limités par le phénomène de "*multiplication par avalanche*" quand la jonction base-collecteur est polarisée en inverse.

1.4.1. Effet d'auto-échauffement

Le phénomène d'auto-échauffement pour les transistors bipolaires à hétérojonction se produit lorsque la température intrinsèque de chaque jonction T_j augmente avec la puissance dissipée dans le transistor, en dégradant ainsi le courant collecteur à des courants et tensions de polarisation élevés.

Étant donné que les TBH sont très utiles dans les circuits d'amplification de puissance où la température monte considérablement, il est fondamental de prendre en compte l'effet d'auto-échauffement dans la modélisation de ces transistors.

Une modélisation rigoureuse de l'effet d'auto-échauffement nécessite une approche bidimensionnelle, voire tridimensionnelle, qui ne peut en aucun cas être intégrée dans un modèle électrique. Pour remédier à ce problème, plusieurs travaux ont été faits pour modéliser ce phénomène ([31] et [32]), il s'agit d'inclure un sous-circuit thermique additionnel permettant de calculer la variation dynamique de la température de jonction T_j (figure 1-4).



D'après le circuit de la figure 1-4 la température de jonction peut se calculer en résolvant l'équation suivante :

$$P_D - \frac{T_j - T_o}{R_{th}(T)} - C_{th}(T) \frac{dT_j}{dt} = 0$$

Eq 1-3

avec T_o est la température externe de la pièce, R_{th} est la résistance thermique du transistor ($^{\circ}C/W$), C_{th} est la capacité thermique utilisée pour modéliser la constante de temps de la variation de la température en fonction du temps ($R_{th}.C_{th}$) et P_D est la puissance dissipée dans le dispositif donnée par :

$$P_D = I_b \cdot V_{be} + I_c \cdot V_{ce} \quad \text{Eq 1-4}$$

Si on néglige la variation de la température en fonction du temps, alors T_j s'écrit :

$$T_j = T_o + R_{th}(T).P_D \quad \text{Eq 1-5}$$

On remarque, ainsi, que T_j augmente avec les courants et tensions de polarisation, ce qui explique la dégradation du courant du collecteur.

Le calcul analytique de la résistance thermique nécessite la connaissance de données technologiques du transistor, à savoir, la largeur, la longueur des doigts d'émetteur et l'épaisseur du substrat. Lorsqu'on ne dispose pas de ces données, des techniques de mesures électriques permettent de mesurer directement la résistance thermique équivalente [33], [34].

1.4.2. Effet Kirk

Dans les modèles classiques des transistors bipolaires on tient compte du phénomène de la forte injection dans la base, et ce, à partir d'un certain seuil de densité de courant. Ce phénomène se produit quand les concentrations des porteurs minoritaires deviennent supérieures aux concentrations des dopants. Si on considère le cas des transistors à hétérojonction où la base est fortement dopée, ce phénomène devient négligeable d'une part et d'autre part, l'effet Kirk [35] aura une grande influence.

Les électrons transitant à la vitesse de saturation dans la zone de déplétion du collecteur induisent une densité de charge $n = \frac{J_c}{qV_{sat}}$ où J_c est la densité de courant collecteur et V_{sat} est la vitesse de saturation des électrons.

Lorsque cette densité devient supérieure au dopage du collecteur, on observe une extension de la zone neutre de base. Cette extension produit une augmentation de l'épaisseur de base de δW_{bk} , l'épaisseur de base effective est égale à :

$$W_{be} = W_b + \delta W_{bk} \quad \text{Eq 1-6}$$

$$\text{Avec, } \delta W_{bk} = W_c - \sqrt{\frac{2\epsilon}{\left(\frac{J_c}{V_{sat}} - qN_c\right)}} (V_{bi} - V_{bc})$$

où V_{bi} est la tension de diffusion de la jonction Base-Collecteur, W_c est l'épaisseur du collecteur, ϵ est la constante du diélectrique et N_c est le dopage du collecteur.

La densité de courant collecteur pour laquelle apparaît l'effet Kirk est donnée par :

$$J_o = qV_{sat} \left(N_c + \frac{2\epsilon(V_{bi} - V_{bc})}{qW_c^2} \right) \quad \text{Eq 1-7}$$

L'augmentation de l'épaisseur de la base se traduit par une diminution de la densité de courant de saturation du courant de collecteur et une augmentation du temps de transit qui lui est associé. On peut remarquer qu'un dopage élevé du collecteur tend à limiter l'apparition de l'effet Kirk.

1.4.3. Effet d'avalanche

L'utilisation des transistors bipolaires à hétérojonction pour de fortes tensions collecteur-émetteur est limitée par le mécanisme d'avalanche de la jonction collecteur-base, ceci se traduit par une augmentation rapide du courant collecteur avec le potentiel supporté par cette jonction. Cette augmentation du courant provient de la réaction des paires électron-trou, où règne un champ électrique intense qui permet aux porteurs d'acquérir, entre deux collisions, de l'énergie pour ioniser les atomes du réseau cristallin.

La modélisation rigoureuse de ce phénomène nécessite le calcul des intégrales d'ionisation des trous et des électrons dans la région de charge d'espace. Un modèle de premier ordre consiste à multiplier le courant d'électrons collecté à la frontière de charge d'espace du côté de la base par le coefficient multiplicatif de Miller [36] :

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{|V_{bc}|}{B_{VCBO}} \right)^m} \quad \text{Eq 1-8}$$

où, V_{bc} est la tension base-collecteur, B_{VCBO} est la tension de claquage de la jonction base-collecteur et m est un exposant qui varie suivant la nature du semi-conducteur et le type de dopage.

On peut remarquer qu'il est possible d'obtenir des tensions de claquage relativement élevées (14 V) en augmentant la largeur du collecteur et en réduisant son dopage, ce qui engendre l'apparition de l'effet Kirk. Un compromis devra être fait pour optimiser la structure du transistor.

1.5. Performances du TBH

Nous présentons dans cette section les performances d'un TBH, à savoir, un gain important en courant, des performances en fréquence et en bruit.

1.5.1. Gain en courant

La discontinuité au niveau de la bande de valence ΔE_v agit comme une barrière pour les trous (porteurs minoritaires pour un transistor npn) ce qui réduit considérablement l'injection de trous dans l'émetteur. Ainsi, pour un même courant du collecteur, le courant de base d'un TBH sera beaucoup plus faible que celui d'un BJT. En supposant qu'il n'y a pas de recombinaison électron-trou (cas idéal), le gain d'un TBH est plus important par rapport au gain d'un BJT, et ce, d'une façon exponentielle avec ΔE_v . La variation est donnée par l'équation suivante [37]:

$$\frac{\beta_{TBH}}{\beta_{BJT}} = \exp\left(\frac{q\Delta E_v}{kT}\right) \quad \text{Eq 1-9}$$

Contrairement au BJT, on peut obtenir des gains en courant raisonnables avec le TBH avec une région d'émetteur faiblement dopée et une région de base fortement dopée grâce à ΔE_v . Ceci permet de réduire la résistance de base ainsi que la capacité base-collecteur et par conséquent améliorer la réponse fréquentielle du dispositif.

1.5.2. Performances en fréquence

Les performances en fréquence des TBH sont caractérisées par :

1. La fréquence de transition f_T : c'est la fréquence à laquelle le gain dynamique en courant du transistor est égal à l'unité. Cette fréquence est liée au temps de transit τ_d ,

appelé encore excès de phase caractérisant le temps global que mettent les électrons pour aller de l'émetteur au collecteur. Elle est donnée par la relation suivante :

$$f_T = \frac{1}{2\pi\tau_d} \quad \text{Eq 1-10}$$

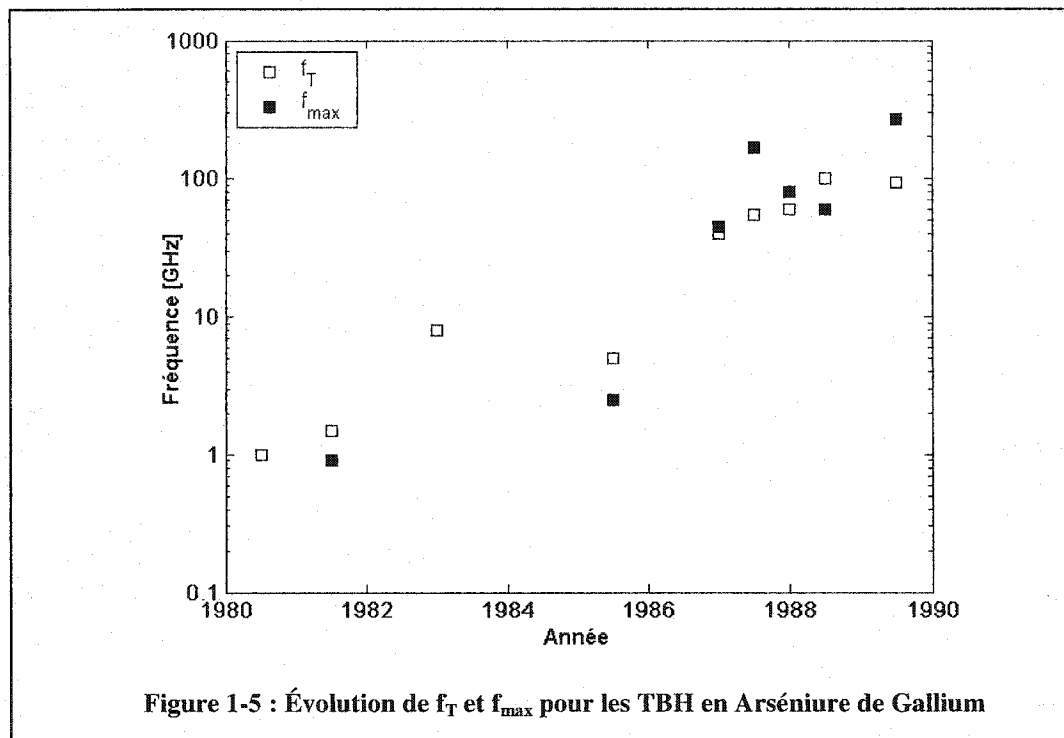
2. La fréquence maximale d'oscillation $f_{\max}$: l'expression de $f_{\max}$ est donnée par l'équation 1-1.

Grâce aux développements des technologies de fabrication des TBH, leur vitesse s'est améliorée considérablement au cours des années 80 ^[2] (figure 1-5). Actuellement, on peut trouver des TBH ayant des valeurs de f_T et $f_{\max}$ qui peuvent atteindre 100 GHz. Ces performances ont rendu possible la conception et la réalisation de circuits micro-ondes et millimétriques à base de transistors TBH.

1.5.3. Bruit en 1/f

La structure verticale des composants bipolaires permet d'isoler les jonctions du substrat et de la surface, réduisant ainsi l'effet du bruit en 1/f (10 à 100 fois plus faible comparé aux FETs). Cette propriété est surtout exploitée pour la réalisation d'oscillateurs de bonne pureté spectrale.

[2] HAJJI, R., "Modélisation Grand-Signal des Transistors Bipolaires à hétérojonction aux Ondes Centimétriques et Millimétriques", Thèse de Doctorat, École Polytechnique de Montréal, juin 1995, pp.15.



1.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une revue générale sur les transistors bipolaires à hétérojonction. Après avoir présenté la structure des TBH et leur principe de fonctionnement, nous avons étudié les phénomènes intrinsèques aux TBH, ainsi que leurs performances en puissance et en fréquence.

Pour continuer à améliorer les performances de ce dispositif, on doit bien maîtriser leur comportement aux fréquences millimétriques. Ceci peut être accompli en développant des techniques de modélisation adéquates et précises qui permettent de tenir compte de tous les phénomènes physiques et électriques liés au dispositif. Nous serons ainsi capables de simuler son comportement dans plusieurs modes d'opération. Dans le chapitre suivant, nous présentons deux aspects de modélisation des transistors TBH, à savoir, la modélisation empirique et la modélisation physique, nous donnons pour chaque aspect des exemples de modèles existant dans la littérature.

CHAPITRE II

MODÈLES CONVENTIONNELS DES TRANSISTORS

BIPOLAIRES À HÉTÉROJONCTION

2.1. Introduction

De nos jours, la conception assistée par ordinateur (CAO) est un élément indispensable pour la réalisation de tout circuit électrique. La précision des résultats obtenus avec ces simulateurs dépend en grande partie des modèles utilisés.

Les différentes méthodes de modélisation du comportement non-linéaire grand-signal d'un transistor sont généralement classées en trois catégories :

1. Les modèles physiques : ces modèles sont dits physiques parce que leurs paramètres peuvent être déterminés à partir des données technologiques et géométriques du composant. Théoriquement, il est possible de créer un modèle physique précis, mais, d'un point de vue pratique, il est difficile de l'extraire, vu le nombre important de ses paramètres (par exemple, on a 85 paramètres à extraire pour le modèle VBIC). Pour les modèles physiques il y a un compromis entre la complexité et la précision. Généralement, afin de réduire la complexité, on se permet d'avoir moins de précision.
2. Les modèles empiriques : ces modèles sont dits empiriques parce qu'ils sont définis avec des équations et des paramètres qui n'ont pas de lien avec la physique du dispositif. Ils ont l'avantage de bien caractériser les comportements des transistors avec un nombre limité de paramètres, mais, ils ne donnent aucune information sur la relation existante entre ses paramètres et les paramètres physiques du dispositif.
3. Les modèles du type table de données : ces modèles sont très peu utilisés pour la simulation du comportement dynamique non-linéaire d'un dispositif, mais ils peuvent se révéler intéressants si l'on dispose d'un banc de mesure performant et d'ordinateurs puissants. Le modèle SP (défini par une table de paramètres S) est un exemple pratique de modèle de table de données.

Un modèle grand-signal de transistor est caractérisé par un schéma électrique équivalent dont les éléments sont linéaires ou non-linéaires. Un tel modèle est considéré fiable quand il est capable de prédire le comportement grand signal non-linéaire d'un dispositif. Une approche de modélisation grand-signal est la technique quasi-statique qui consiste à extraire les composants du schéma électrique en utilisant des mesures DC et des mesures de paramètres S pour plusieurs points de polarisation.

Dans ce chapitre nous nous intéressons aux modèles physiques et empiriques parce qu'ils sont les plus utilisés dans la pratique. Nous présentons une revue sur les modèles empiriques et physiques possibles pour les transistors TBH. Nous présentons, le schéma électrique équivalent de chaque modèle, les équations qui régissent leurs composants ainsi que la procédure d'extraction de leurs paramètres.

2.2. Modèles Empiriques

Dans cette section, nous présentons deux modèles empiriques, à savoir le modèle de Angelov/Choumei et le modèle de Hajji. Ces deux modèles sont utilisés pour la simulation des modes d'opération DC, petit-signal et grand-signal.

2.2.1. Modèle de Angelov/Choumei

Ce modèle est décrit en détail dans l'article [2]. La figure 2-1 montre le circuit équivalent de ce modèle. Les fortes non-linéarités de ce modèle sont engendrées par la source du courant du collecteur I_{ce} et les capacités C_{be} et C_{bc} . Pour des dispositifs où l'effet du substrat est prépondérant, un port supplémentaire devra être ajouté.

Pour pouvoir modéliser plusieurs effets influents les courants de jonction, le courant de base I_b est décrit avec des séries de puissance comme suit :

$$I_b = I_{be} + I_{bc} \quad \text{Eq 2-1}$$

$$\text{avec, } I_{be} = I_{jbe} (\exp(P_{be}) - \exp(P_{beo})) \quad \text{Eq 2-2}$$

$$I_{bc} = I_{jbc} (\exp(P_{bc}) - \exp(P_{bco})) \quad \text{Eq 2-3}$$

$$P_{be} = P_{be1}(V_{be} - V_{jbe}) + P_{be2}(V_{be} - V_{jbe})^2 \dots \quad \text{Eq 2-4}$$

$$P_{bc} = P_{bc1}(V_{bc} - V_{jbc}) + P_{bc2}(V_{bc} - V_{jbc})^2 \dots \quad \text{Eq 2-5}$$

$$P_{beo} = -P_{be1}V_{jbe} + P_{be2}V_{jbe}^2 \dots \quad \text{Eq 2-6}$$

$$P_{bco} = -P_{bc1}V_{jbc} + P_{bc2}V_{jbc}^2 \dots \quad \text{Eq 2-7}$$

V_{jbe} et V_{jbc} désignent respectivement les tensions de référence base-émetteur et base-collecteur, P_{bei} , P_{bci} , I_{jbe} et I_{jbc} sont des paramètres du modèle.

Cette forme d'équations empiriques permet de décrire avec grande précision les courants dans la zone d'opération directe. Généralement, les trois premiers termes des séries de puissance sont suffisants pour avoir une erreur inférieure ou égale à 2% [2].

La source du courant de collecteur I_c est décrite également avec des séries de puissance comme suit :

$$I_c = I_{pkc} \exp(P_{cf}) \cdot \tanh(\alpha V_{ce})(1 + \lambda V_{ce}) \quad \text{Eq 2-8}$$

$$\text{avec } P_{cf} = P_{cf1}(V_{be} - V_{bep}) + P_{cf2}(V_{be} - V_{bep})^2 \dots \quad \text{Eq 2-9}$$

$$\alpha = \alpha_r + \alpha_s (\exp(P_{cf1}V_{ce}) - 1) \quad \text{Eq 2-10}$$

P_{cf1} , P_{cf2} , α_r et α_s sont des paramètres du modèle.

Le modèle tient compte également de l'effet d'auto-échauffement. En effet, dans certaines plages de température, la dépendance des paramètres du modèle de la température de jonction est considérée linéaire. D'autres termes d'ordres supérieurs

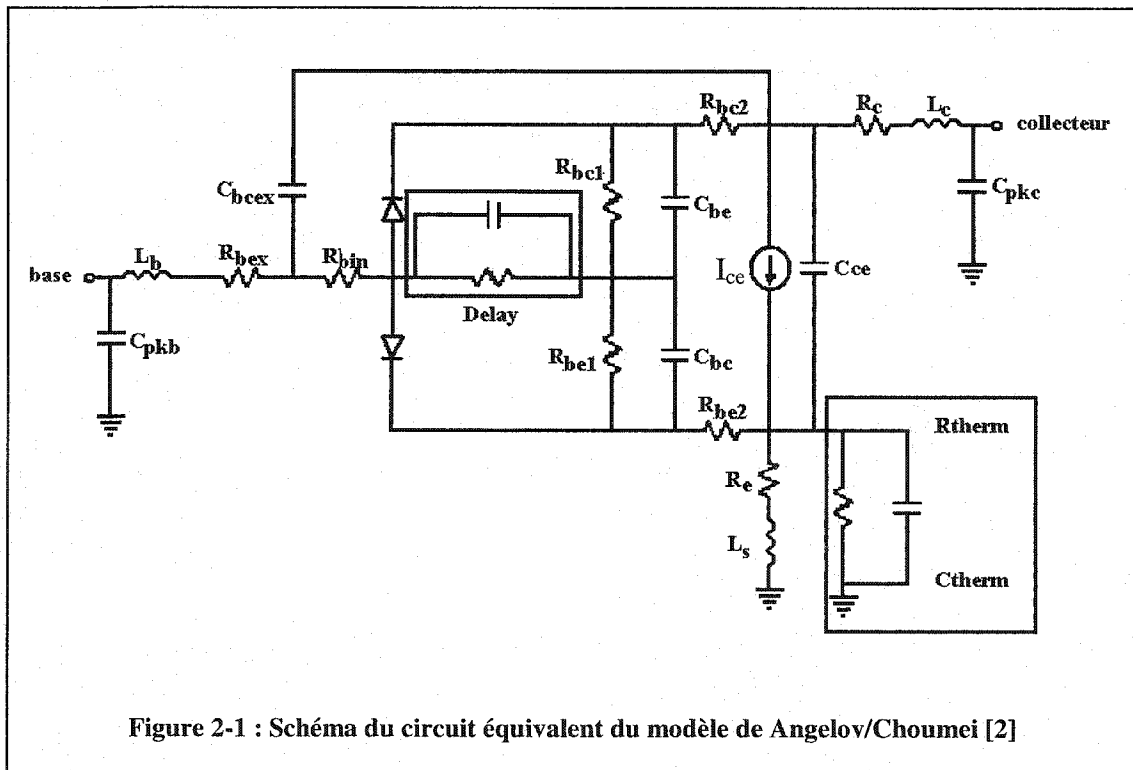
peuvent être ajoutés pour améliorer le modèle. La température de jonction est déterminée en résolvant le système suivant :

$$P_{\text{tot}} = I_c \cdot V_c + I_b \cdot V_b \quad \text{Eq 2-11}$$

$$T_j = P_{\text{tot}} \cdot R_{\text{thT}} + T_{\text{amb}} \quad \text{Eq 2-12}$$

$$R_{\text{thT}} = R_{\text{th}} (1 + T_{\text{cRth}} (T_j - T_r)) \quad \text{Eq 2-13}$$

avec T_r est la température de référence, R_{th} est la résistance thermique du transistor définie à la température de référence et T_{cRth} est un paramètre du modèle.



La dépendance des paramètres du modèle de la température de jonction T_j est définie comme suit :

$$I_{jbeT} = I_{jbe} (1 + T_{cIjbe} (T_j - T_r)) \quad \text{Eq 2-14}$$

$$I_{jbcT} = I_{jbc} (1 + T_{cIjbc} (T_j - T_r)) \quad \text{Eq 2-15}$$

$$V_{jbeT} = V_{jbe} (1 + T_{cVjbe} (T_j - T_r)) \quad \text{Eq 2-16}$$

$$V_{bepT} = V_{bep} (1 + T_{cVbep} (T_j - T_r)) \quad \text{Eq 2-17}$$

avec T_{cIjbe} , T_{cIjbc} , T_{cVjbe} et T_{cVjbc} sont des paramètres du modèle.

Les capacités non-linéaires du modèle (C_{be} et C_{bc}) incluent deux parties, à savoir, les capacités de jonction et les capacités de diffusion. Les capacités de diffusion sont modélisées comme suit :

$$C_{bedif} = C_{bep} + C_{beo} (1 + \tanh[C_{be10} + C_{be11} \cdot V_{be}]) \quad \text{Eq 2-18}$$

$$C_{bcdif} = C_{bcp} + C_{bco} (1 + \tanh[C_{bc20} + C_{bc21} \cdot V_{bc}]) \quad \text{Eq 2-19}$$

L'équation de la capacité de jonction est la suivante :

$$C_{dep} = C_{depp} + C_{depo} (x^2 + m)^{-n-1} (m - (2n-1)x^2) \quad \text{Eq 2-20}$$

avec $x = V_{bc} - V_{bci}$

V_{bci} est la barrière de potentiel de la jonction, C_{bep} , C_{beo} , C_{be10} , C_{be11} , C_{bcp} , C_{bco} , C_{bc20} , C_{bc21} , C_{depp} , C_{depo} , m et n sont des paramètres du modèle.

La fonction de la capacité de jonction ne présente pas de problème de convergence, elle est positive et définie pour toutes les tensions de jonction.

La procédure d'extraction des paramètres de ce modèle débute par l'extraction des paramètres DC. Les programmes d'optimisation pour l'extraction des paramètres sont exécutés à partir des logiciels de simulation tels que Mathematica, MathCAD et Kaleidagraph. Plusieurs techniques d'extraction petit-signal ont été utilisées pour l'extraction des paramètres petit-signal. Ce modèle a été implanté sous le logiciel MDS sous forme SDD incluant l'effet d'auto-échauffement et le temps de transit et a été testé et validé pour les modes d'opération DC, Petit-signal et Spectre de puissance.

2.2.2. Modèle de Hajji

Un modèle empirique pour les simulations DC des transistors TBH a été développé [46], ce modèle inclut une équation empirique caractérisée par 10 paramètres à extraire et permet de modéliser le courant du collecteur. Ce même modèle a été amélioré pour qu'il soit adapté à tous les régimes d'opération : DC, petit-signal et grand-signal ([3],[47]).

L'équation empirique du courant du collecteur de ce dernier modèle a été améliorée par la réduction du nombre de paramètres (7 paramètres), et ce, afin de trouver une procédure d'optimisation simple pour leur extraction [48]. Il s'agit du modèle empirique sur lequel nous nous sommes basées pour générer le nouveau modèle empirique.

Nous présentons dans cette section le modèle empirique dont l'équation du collecteur est définie par 10 paramètres puis nous détaillerons dans le prochain chapitre le modèle empirique à 7 paramètres.

La figure 2-2 montre le circuit équivalent du modèle de Hajji. Comme expliqué dans [3], dans le mode d'opération direct qui est le mode le plus intéressant dans l'utilisation des THB pour des applications micro-ondes, les fortes non-linéarités du dispositif sont engendrées par le courant de la diode base-émetteur I_{be} et la source de courant I_c . I_{be} est modélisée par l'équation suivante :

$$I_{be} = I_s (e^{aV_{be}} - 1) \quad \text{Eq 2-21}$$

avec I_s et a sont des paramètres du modèle.

La seconde non-linéarité I_c est modélisée par une équation empirique dépendant des paramètres de polarisation, qui sont le courant de base I_b et la tension collecteur-émetteur V_{ce} . Cette équation est définie comme suit :

$$I_c(I_b, V_{ce}) = X_1 \frac{\sinh(X_6 + X_0 V_{ce})}{\cosh(X_9 + X_0 V_{ce})} \times \left\{ \sinh \left(\frac{X_2}{I_{bn}^{X_3}} + X_4 \tanh(X_5 I_{bn}^2) V_{ce} \right) \right\}^{X_{10} \left(\frac{T - T_0}{T_0} \right) - 1} \quad \text{Eq 2-22}$$

$$\text{avec } X_0 = X_2 + \frac{X_7}{I_{bn} V_{ce}} + \frac{X_8}{\sqrt{I_{bn}}} \text{ et } I_{bn} = \frac{I_b}{I_{bo}}$$

I_{bo} est le courant de base qui correspond au courant de collecteur I_c qui n'est pas affecté par les effets d'auto-échauffement (pente ≈ 0), I_{bn} est le courant de base normalisé par rapport à I_{bo} , $X_1 \dots X_{10}$ sont les paramètres du modèle, T_0 est la température de référence en Kelvin et T est la température d'analyse en Kelvin.

Les paramètres $X_1 \dots X_{10}$ du modèle sont dérivés à partir des mesures I-V à différentes températures ambiantes par optimisation. D'après l'article [3], l'équation 2-22 est numériquement stable pour les simulations DC et petit-signal. Cependant pour les simulations d'équilibrage harmonique (grand-signal), une autre équation demeurant stable est définie pour le courant du collecteur :

$$I_c(I_b, V_{ce}) = X_1 \frac{\sinh(X_6) + \cosh(X_6) \tanh(X_0 V_{ce})}{\cosh(X_9) + \sinh(X_9) \tanh(X_0 V_{ce})} \times \left\{ \sinh \left(\frac{X_2}{I_{bn}^{X_3}} + X_4 \tanh(X_5 I_{bn}^2) V_{ce} \right) \right\}^{\left(X_{10} \left(\frac{T-T_0}{T_0} \right) - 1 \right)} \quad \text{Eq 2-23}$$

Ce modèle tient en compte de l'effet d'auto-échauffement et de l'effet de la température externe. Les effets d'auto-échauffement sont implicitement pris en considération dans les équations du modèle.

Les autres éléments intrinsèques du modèle sont la capacité base-émetteur C_{be} et la capacité rétroactive base-collecteur C_{bc} . Ces capacités dépendent du point de polarisation et leurs expressions analytiques sont fonctions de I_b et V_{ce} , ces expressions sont données par :

$$C_{be} = a_1 + a_2 \cdot I_b \text{ (pF)} \quad \text{Eq 2-24}$$

$$C_{bc} = \frac{1}{b_1 + b_2 \cdot V_{ce}} \text{ (pF)} \quad \text{Eq 2-25}$$

Le courant de base I_b est mesuré en mA et la tension collecteur-émetteur V_{ce} est mesurée en Volts. a_1 , a_2 , b_1 et b_2 sont des paramètres du modèle.

2.3. Modèles Physiques

La structure physique du transistor TBH est représentée par un schéma électrique équivalent dont les composants sont caractérisés par des équations physiques. Le modèle Ebers-Moll [4],[5] était le premier à représenter les transistors Bipolaires dans les simulateurs. Cependant ce modèle a été très limité parce qu'il ne tient pas en compte de plusieurs effets, tels que les capacités non-linéaires, les résistances d'accès...etc. Des études approfondies ont été réalisées pour améliorer les performances du modèle, on a abouti au modèle Gummel-Poon [6]. La majorité des modèles existants pour les transistors TBH est dérivée du modèle Gummel-Poon. Nous présentons dans cette section trois modèles physiques, à savoir, le modèle Gummel-Poon conventionnel, le modèle Gummel-Poon modifié et le modèle VBIC.

2.3.1. Modèle de Gummel-Poon Conventionnel (modèle GP)

Dans la majorité des travaux publiés dans la littérature, on faisait référence au modèle Gummel-Poon pour simuler les caractéristiques des transistors BJT. Ce modèle est décrit en détail dans [5]. La figure 2-3 montre le circuit équivalent du modèle.

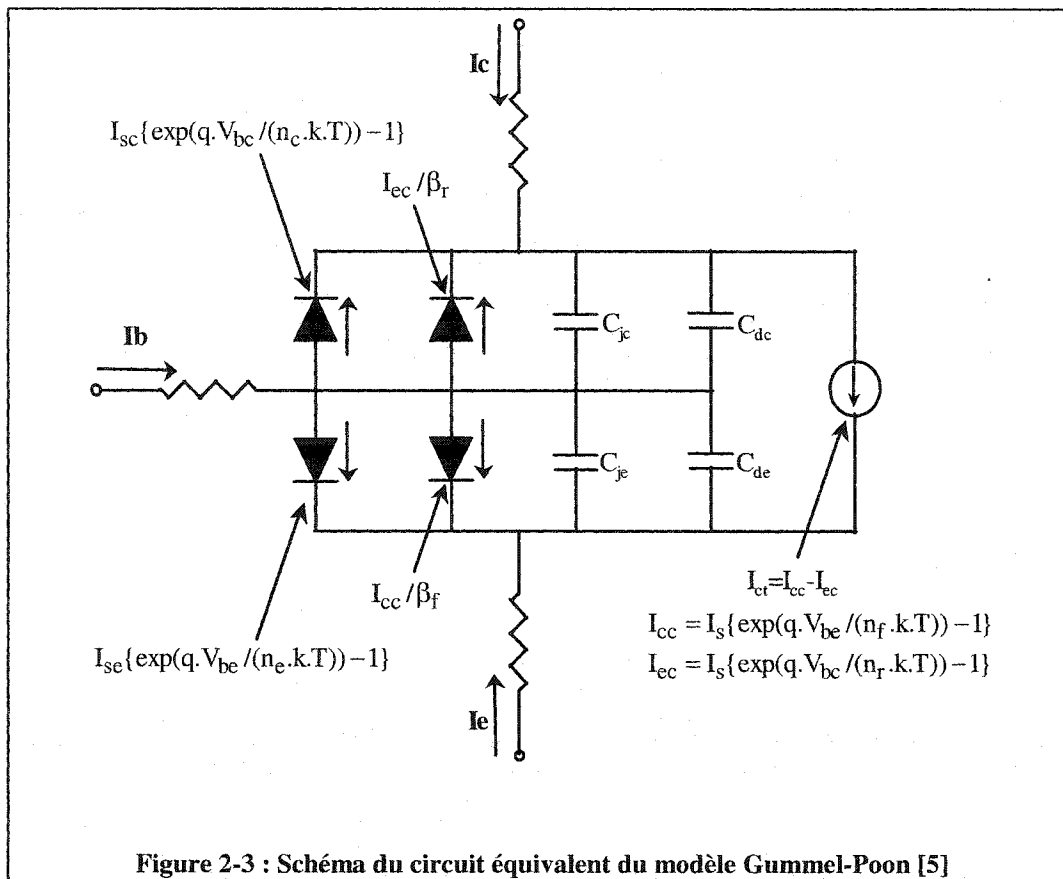
D'après le circuit de la figure 2-3, le courant de collecteur I_c et le courant de base I_b sont donnés par les équations suivantes :

$$I_c = I_s \left(e^{\frac{qV_{be}}{n_f k T_j}} - e^{\frac{qV_{bc}}{n_r k T_j}} \right) - \frac{I_s}{\beta_r} \left(e^{\frac{qV_{bc}}{n_r k T_j}} - 1 \right) - I_{sc} \left(e^{\frac{qV_{bc}}{n_c k T_j}} - 1 \right) \quad \text{Eq 2-26}$$

$$I_b = \frac{I_s}{\beta_f} \left(e^{\frac{qV_{be}}{n_f k T_j}} - 1 \right) + I_{se} \left(e^{\frac{qV_{be}}{n_e k T_j}} - 1 \right) + \frac{I_s}{\beta_r} \left(e^{\frac{qV_{bc}}{n_r k T_j}} - 1 \right) + I_{sc} \left(e^{\frac{qV_{bc}}{n_c k T_j}} - 1 \right) \quad \text{Eq 2-27}$$

avec n_f et n_r sont les facteurs d'idéalité du courant du collecteur en mode direct ($V_{be} > 0$ et $V_{bc} < 0$) et inverse ($V_{be} < 0$ et $V_{bc} > 0$), respectivement et n_e et n_c sont les facteurs d'idéalité du courant de base en mode direct ($V_{be} > 0$ et $V_{bc} < 0$) et inverse ($V_{be} < 0$ et $V_{bc} > 0$), respectivement. Dans le cas où ces facteurs sont différents de 1, alors les jonctions base-émetteur et base-collecteur sont considérées non-idéales. I_s est le courant de saturation du collecteur et I_{sc} et I_{se} sont les courants de saturation de la base. β_f et β_r sont les gains en courant en mode direct et inverse, respectivement.

Les jonctions base-émetteur et base-collecteur sont modélisées chacune par un ensemble de deux diodes en parallèle. Gummel et Poon [6] ont conclu que cette modélisation permet de tenir compte de la dépendance du gain avec la polarisation. La composante du courant dans une des deux diodes correspond à la recombinaison électron-trou qui se produit dans la région de charge d'espace à chaque jonction. Cette composante est représentée par les facteurs d'idéalité n_e et n_c en mode direct et inverse, respectivement. L'autre composante du courant dans la deuxième diode est directement proportionnelle à une composante de la source du courant entre le collecteur et l'émetteur (I_{cc} en mode direct et I_{ec} en mode inverse).



Les autres éléments intrinsèques du modèle sont les capacités représentant les charges emmagasinées dans les jonctions. La capacité de chaque jonction possède deux composantes, une composante qui modélise la capacité de jonction et l'autre composante modélise la capacité de diffusion. Les deux modèles de capacité sont exprimés par les équations suivantes :

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_j}{V_o}\right)^m} \quad \text{Eq 2-28}$$

$$C_{\text{diff}} = \frac{qI_d \tau_d}{n_f kT} \quad \text{Eq 2-29}$$

avec C_{j0} est la capacité de jonction correspondant à une tension de jonction nulle, V_o est la barrière de potentiel de la jonction, m est un facteur qui dépend de la nature de la jonction, I_d est le courant de diffusion et τ_d est le temps de diffusion.

Les éléments extrinsèques sont représentés par les résistances R_b , R_c et R_e modélisant les régions de contact aux niveaux de la base, du collecteur et de l'émetteur, respectivement.

La procédure d'extraction de certains paramètres du modèle (les facteurs d'idéalité et les courants de saturation) est basée sur des représentations graphiques logarithmiques des mesures DC, à savoir le courant du collecteur I_c et le courant de base I_b en fonction de la tension de base-émetteur V_{be} en opération directe et inverse. Ces représentations sont appelées : graphiques de Gummel ("Gummel Plots").

Le modèle Gummel-Poon a été intégré dans les simulateurs non-linéaires SPICE, LIBRA, MDS et HOPE. Il a été développé au départ pour simuler le comportement des Transistors à jonction Bipolaire en Silicium (Si-BJT), il a été ensuite utilisé pour les Transistors Bipolaires à Hétérojonction en Arséniure de Gallium (GaAs-TBH). Cependant, ce modèle est incapable de prédire les effets d'auto-échauffement qui deviennent importants lorsque le transistor TBH est polarisé avec un fort courant de base I_b ce qui limite son utilisation.

2.3.2. Modèle Gummel-Poon Modifié

C'est un modèle physique grand-signal basé sur le modèle Gummel-Poon. Les équations des éléments dynamiques du modèle sont en cours d'investigation. Donc nous présentons seulement dans cette section le modèle statique.

Ce modèle est décrit en détail dans l'article [7]. La figure 2-4 montre le circuit équivalent du modèle statique. Ce modèle utilise une topologie standard en π et inclut les effets Kirk et Early ainsi que l'effet d'auto-échauffement. Les courants du collecteur et de base sont fonctions des différentes sources de courant et diodes représentant les composantes du courant des différentes jonctions, leurs expressions sont données par :

$$I_c = \frac{I_{cn}}{f_e \cdot f_k} - I_{cr} - I_{pc} + I_a \quad \text{Eq 2-30}$$

$$I_b = I_{be} + I_{pc} - I_a \quad \text{Eq 2-31}$$

$$I_{cn} = \left[I_{s_{cno}} e^{\frac{E_{g_{cn}}(T)}{N_{cn}(T) \cdot V_t} \left(\frac{T}{T_o} - 1 \right)} \left(\frac{T}{T_o} \right)^{X_{cn}} \right] \cdot \left(e^{\frac{V_{be}}{N_{cn}(T) \cdot V_t}} - 1 \right) \quad \text{Eq 2-32}$$

$$I_{cr} = \left[I_{s_{cro}} e^{\frac{E_{g_{cr}}(T)}{N_{cr} \cdot V_t} \left(\frac{T}{T_o} - 1 \right)} \left(\frac{T}{T_o} \right)^{X_{cr}} \right] \cdot \left(e^{\frac{V_{bc}}{N_{cr} \cdot V_t}} - 1 \right) \quad \text{Eq 2-33}$$

$$I_{pc} = \left[I_{s_{pco}} e^{\frac{E_{g_{pc}}(T)}{N_{pc} \cdot V_t} \left(\frac{T}{T_o} - 1 \right)} \left(\frac{T}{T_o} \right)^{X_{pc}} \right] \cdot \left(e^{\frac{V_{bc}}{N_{pc} \cdot V_t}} - 1 \right) \quad \text{Eq 2-34}$$

$$I_{be} = \left[I_{s_{beo}} e^{\frac{E_{g_{be}}(T)}{N_{be}(T) \cdot V_t} \left(\frac{T}{T_o} - 1 \right)} \left(\frac{T}{T_o} \right)^{X_{be}} \right] \cdot \left(e^{\frac{V_{be}}{N_{be}(T) \cdot V_t}} - 1 \right) \quad \text{Eq 2-35}$$

$$I_a = (M - 1) \cdot \frac{I_{cn}}{f_e \cdot f_k} \quad \text{Eq 2-36}$$

avec I_{cn} est le courant d'électrons injectés du collecteur à l'émetteur dans la condition de polarisation directe. I_{cr} est le courant d'électrons injectés du collecteur à la base dans la condition de polarisation inverse. I_{be} est le courant de base direct représentant le processus de recombinaison dans la jonction base-émetteur dans la condition de

polarisation directe. I_{pc} est le courant de trous injectés de la base au collecteur dans la condition de polarisation inverse. I_a est le courant d'avalanche. Les I_s et les N désignent, respectivement, les courants de saturation et les facteurs d'idéalité des diodes, les E_g désignent les gaps d'énergie, les X désignent les coefficients de température et $V_t = \frac{kT}{q}$. Les facteurs f_e , f_k et M modélisent les effets Early, Kirk et avalanche

respectivement, ces facteurs sont donnés par les expressions suivantes :

$$f_e = \begin{cases} 1 - \alpha_e \sqrt{\phi_{bc} - V_{bc}} & \text{if } V_{bc} < \phi_{bc} \\ 1 & \text{else} \end{cases} \quad \text{Eq 2-37}$$

$$f_k = \begin{cases} 1 & \text{si } I_{cn} < I_2 = I_1 + \alpha_{I2} * |\phi_{bc} - V_{bc}| \\ 1 + \alpha_k * (I_{cn} - I_2)^{X_k} * \left(1 - \sqrt{\frac{I_2 - I_1}{I_{cn} - I_1}} \right) & \text{sinon} \end{cases} \quad \text{Eq 2-38}$$

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{|V_{bc}|}{BV_{cbo}} \right)^m} \quad \text{Eq 2-39}$$

$$\text{avec } \alpha_e = \frac{N_c}{N_B \cdot W_B} \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_c}}, \alpha_k = W_c / W_B, \alpha_{I2} = 2 \cdot \varepsilon \cdot V_{sat} / W_c^2, I_1 = q \cdot N_c \cdot v_s.$$

N_c et N_B sont les dopages du collecteur et de la base, respectivement, W_c et W_B sont les épaisseurs du collecteur et de la base, respectivement, ε est la constante du diélectrique, v_s est la vitesse des électrons, V_{sat} est la tension de saturation, ϕ_{bc} est la barrière du potentiel de la jonction base-collecteur et BV_{CBO} est la tension de claquage de la jonction base-collecteur.

Le modèle tient en compte des effets d'auto-échauffement. La température de jonction T est déterminée par résolution du système d'équations suivant :

$$P_{diss} = I_c * V_{ce} + I_b * V_{be} \quad \text{Eq 2-40}$$

$$T = T_o + R_{th}(T) * P_{diss} \quad \text{Eq 2-41}$$

$$R_{th}(T) = \begin{cases} \frac{0.74 * R_{th_o} (T - T_o)(T_o - 273)^{-0.26}}{(T - 273)^{0.74} - (T_o - 273)^{0.74}} & \text{pour } T \neq T_o \\ R_{th_o} & T = T_o \end{cases} \quad \text{Eq 2-42}$$

avec P_{diss} est la puissance dissipée dans le circuit et R_{th_o} est la résistance thermique à la température de référence T_o .

les dépendances thermiques des paramètres du modèle sont les suivantes :

$$N_{cn}(T) = N_{cno} \left[1 + x_1(T - T_o) + x_2(T + T_o)^2 + x_3(T - T_o)^4 \right] \quad \text{Eq 2-43}$$

$$N_{be}(T) = N_{beo} \left[1 + x_4(T - T_o) + x_5(T + T_o)^2 + x_6(T - T_o)^4 \right] \quad \text{Eq 2-44}$$

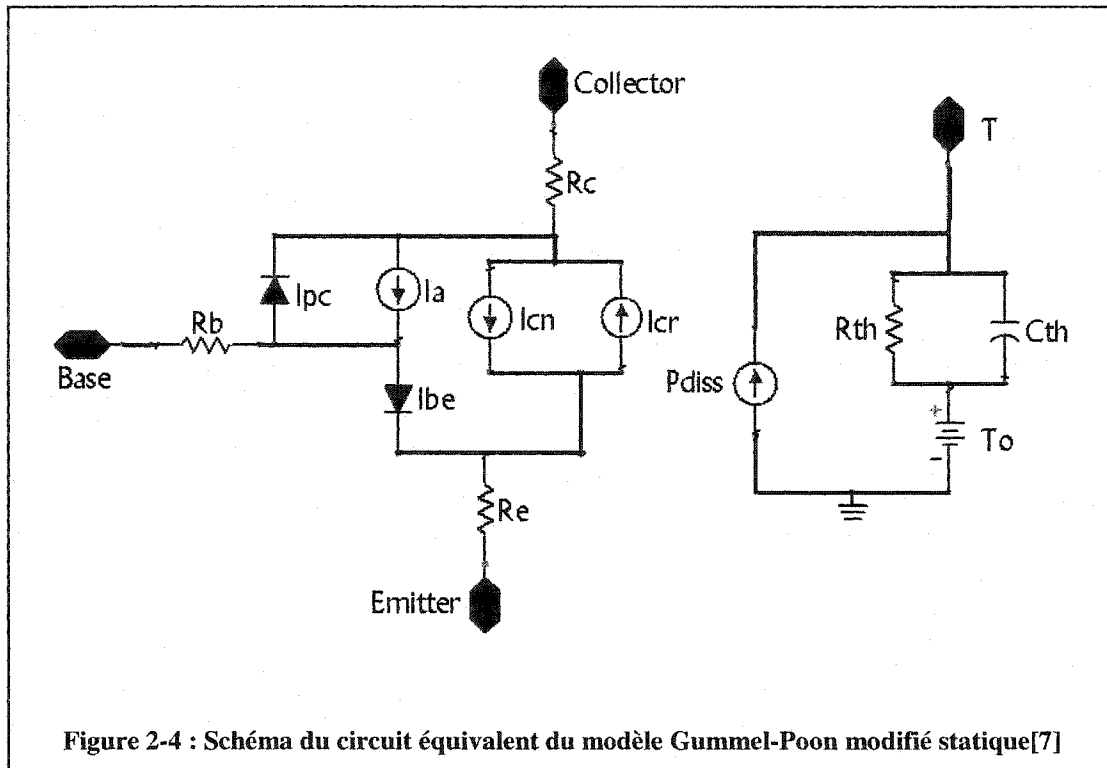
$$E_{gcn}(T) = E_{gcn0} - \alpha_{egcn1} \left(\frac{T^2}{T + \alpha_{egcn2}} \right) \quad \text{Eq 2-45}$$

$$E_{gbe}(T) = E_{gbe0} - \alpha_{egrsc1} \left(\frac{T^2}{T + \alpha_{egrsc2}} \right) \quad \text{Eq 2-46}$$

avec $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, \alpha_{egcn1}, \alpha_{egcn2}, \alpha_{egrsc1}$ et α_{egrsc2} sont des paramètres du modèle.

La majorité des paramètres du modèle sont liés à la physique et au processus de fabrication du transistor. Les autres paramètres sont extraits des mesures Gummel-Plot et I_c - V_{ce} , aussi des mesures Flyback [43], et ce, en utilisant la méthode des moindres carrés.

Ce modèle a été validé pour plusieurs transistors TBH AlGaAs/GaAs pour le mode d'opération DC et a été implanté sous le simulateur HP-ADS sous la forme d'un SDD.



2.3.3. Modèle VBIC

Le modèle VBIC (Vertical Bipolar InterCompagny) a été développé pour les transistors BJT en Silicium, les détails de ce modèle sont décrits dans les articles ([8],[9]). La figure 2-5 montre le circuit équivalent de ce modèle pour un transistor BJT npn. Ce modèle inclut un BJT (nnp) intrinsèque basé sur le modèle Gummel-Poon et un BJT (pnp) parasite modélisé partiellement avec le modèle Gummel-Poon. L'effet d'excès de phase est modélisé par un circuit du second ordre et l'effet d'auto-échauffement est modélisé par le circuit thermique qui permet de déterminer la température de jonction.

Le courant de transport direct I_{cc} est défini par cette expression

$$I_{cc} = \frac{I_{tf} - I_{tr}}{q_b} \quad \text{Eq 2-47}$$

$$\text{avec } I_{tf} = I_S \left[\exp\left(\frac{V_{bei}}{N_f V_t}\right) - 1 \right] \quad \text{Eq 2-48}$$

$$\text{et } I_{tr} = I_S \left[\exp\left(\frac{V_{bci}}{N_r V_t}\right) - 1 \right] \quad \text{Eq 2-49}$$

I_{tf} et I_{tr} sont les courants de transport direct et inverse, respectivement. q_b est la charge normalisée de base, elle est modélisée avec les charges de diffusion et de jonction comme suit :

$$q_b = q_1 + \frac{q_2}{q_b} \quad \text{Eq 2-50}$$

$$q_1 = 1 + \frac{q_{je}}{V_{ER}} + \frac{q_{jc}}{V_{EF}} \quad \text{Eq 2-51}$$

$$q_2 = \frac{I_{tf}}{I_{KF}} + \frac{I_{tr}}{I_{KR}} \quad \text{Eq 2-52}$$

avec q_{je} et q_{jc} sont les charges des jonctions base-émetteur et base-collecteur, respectivement, définies par l'expression 2-28. V_{EF} et V_{ER} désignent les tensions d'Early directe et inverse, respectivement.

Le courant de la jonction base-émetteur est défini par une composante idéale et une composante non-idéale comme suit :

$$I_b = I_{BEI} \left[\exp\left(\frac{V_{bei}}{N_{EI} V_t}\right) - 1 \right] + I_{BEN} \left[\exp\left(\frac{V_{bei}}{N_{EN} V_t}\right) - 1 \right] \quad \text{Eq 2-53}$$

Ce courant est divisé entre I_{be} et I_{bex} avec la proportion W_{be} et $1-W_{be}$ (W_{be} est compris entre 0 et 1). La composante I_{bc} du courant de base-collecteur contient, également, une partie idéale et une partie non-idéale, l'autre composante désigne le courant d'avalanche I_{gc} défini par :

$$I_{gc} = (I_{cc} - I_{bc}) A_{VC1} (PC - V_{bci}) \exp(-A_{VC2} (PC - V_{bci})^{ME-1}) \quad \text{Eq 2-54}$$

avec A_{VC1} , A_{VC2} , PC et ME sont des paramètres du modèle

Le transistor parasite BJT pnp est modélisé avec les mêmes équations que le transistor BJT npn.

La charge de jonction base-émetteur est divisée entre Q_{be} et Q_{bex} avec la proportion W_{be} et $1-W_{be}$, Q_{be} inclut aussi la charge de diffusion donnée par l'équation 2-30. La charge Q_{bc} inclut la charge de jonction base-collecteur et la charge de diffusion, elle inclut également un autre terme noté $Q_{CO} \cdot K_{bci}$ qui modélise les fortes injections de courant de base. La charge Q_{bcx} est égale à $Q_{CO} \cdot K_{bcx}$, avec :

$$K_{bci} = \left[1 + \gamma \exp\left(\frac{V_{bci}}{V_t}\right) \right]^{1/2} \quad \text{Eq 2-55}$$

$$K_{bcx} = \left[1 + \gamma \exp\left(\frac{V_{bcx}}{V_t}\right) \right]^{1/2} \quad \text{Eq 2-56}$$

γ et Q_{CO} sont des paramètres du modèle.

Les résistances et capacités extrinsèques sont modélisées par des éléments linéaires qui sont indépendants de la polarisation.

L'excès de phase est également modélisé dans le modèle VBIC. En effet, si on considère C la capacité de la charge Q_{cxf} et L l'inductance du flux F_{kf} , alors, la tension au nœud xf2 est égale à l'expression suivante :

$$V_{\text{xf2}} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{s}{L} + \frac{1}{LC}} \quad \text{Eq 2-57}$$

Pour $L = \frac{\tau_d}{3}$ et $C = \tau_d$ avec τ_d est le temps de transit ou l'excès de phase, V_{xf2} est utilisée comme le courant I_{ff} dans l'expression 2-47 de I_{cc} . Le schéma du circuit d'excès de phase de la figure 2-5 permet alors de modéliser l'effet du retard de phase pour le courant du collecteur.

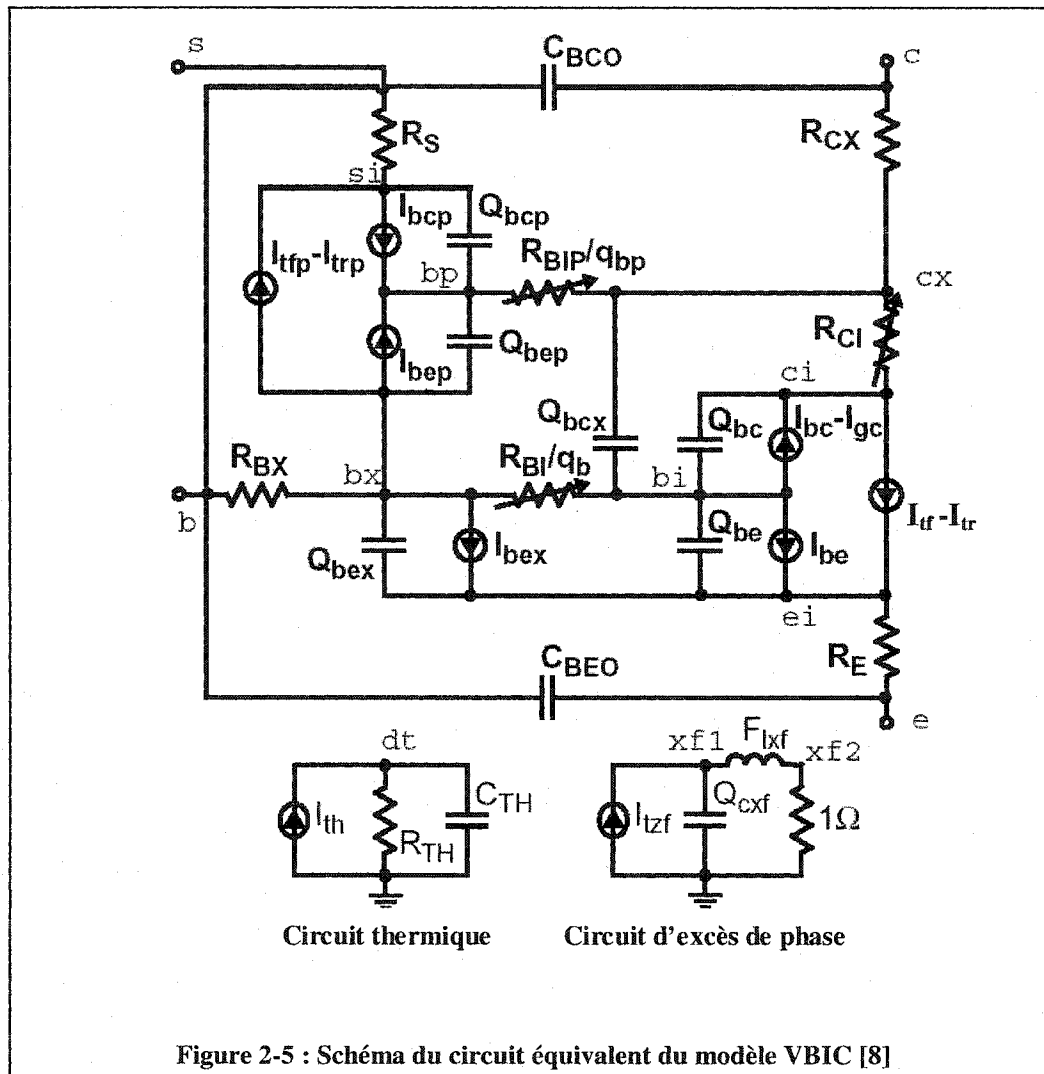
Le circuit thermique de la figure 2-5 permet de déterminer la variation de la température de jonction en fonction du point de polarisation. Les résistances et les courants de saturation varient en fonction de la température comme suit :

$$R(T_2) = R(T_1) \left(\frac{T_2}{T_1} \right)^{\text{XR}} \quad \text{Eq 2-58}$$

$$I_s(T_2) = I_s(T_1) \left[\left(\frac{T_2}{T_1} \right)^{\text{XIS}} \exp \left(-EA \frac{\left(1 - \frac{T_2}{T_1} \right)}{V_t} \right) \right]^{\frac{1}{N_f}} \quad \text{Eq 2-59}$$

avec XR , XIS , EA sont des paramètres du modèle.

Le modèle VBIC est doté d'un grand nombre de paramètres qu'il faut extraire pour simuler le comportement d'un transistor. Plusieurs procédures d'extraction de ces paramètres ont été développées ([10],[11]) et appliquées pour des transistors BJT. Le même modèle a été également appliqué et vérifié pour un transistor TBH InGaP/GaAs pour les simulations des comportements DC, AC et Grand-signal[12].



2.4. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une revue bibliographique des différents modèles empiriques et physiques grand-signal utilisés pour la simulation des comportements des transistors bipolaires à hétérojonction. Nous avons présenté en particulier leurs schémas électriques équivalents ainsi que les détails de développement de leurs équations et les paramètres associés.

Nous signalons que pour avoir un modèle grand-signal, la procédure générale de la détermination des paramètres est comme suit : premièrement, à partir des mesures DC (Gummel plots, les courbes I_c - V_{ce} ...), on extrait les paramètres statiques (résistances, paramètres des courants,...), ensuite, à partir des mesures paramètres S à différents points de polarisation, on extrait les paramètres petit-signal (capacités, inductances, temps de transit...), enfin, à partir de ces derniers résultats, on détermine la dépendance des paramètres non-linéaires de la polarisation pour construire le modèle grand-signal.

Notons qu'il y a plusieurs techniques d'extraction des paramètres petit-signal ([19]-[25]), ces techniques sont basées sur un modèle petit-signal qui est la linéarisation du modèle grand-signal et le schéma équivalent petit-signal. Dans la littérature, on trouve deux configurations de base de circuit électrique équivalent petit-signal pour les TBH : une topologie en π et une topologie en T. La topologie en π est la plus utilisée pour les TBH et elle a été jugée la plus convenable et adaptée pour les procédures analytiques d'extraction des paramètres petit-signal.

Dans le prochain chapitre, nous étudions en particulier un modèle empirique grand-signal. Ce modèle a été amélioré dans le but de modéliser d'autres phénomènes intrinsèques au TBH et d'avoir une meilleure précision au niveau des résultats de simulation. Ce nouveau modèle est baptisé nouveau modèle empirique grand-signal pour les transistors bipolaires à hétérojonction.

CHAPITRE III

NOUVEAU MODÈLE EMPIRIQUE GRAND-SIGNAL POUR LES TRANSISTORS BIPOLAIRES À HÉTÉROJONCTION

3.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté un aperçu des différents modèles empiriques et physiques grand-signal utilisés pour les transistors Bipolaires à hétérojonction.

Dans notre projet de maîtrise, une nouvelle approche systématique de modélisation empirique grand-signal des transistors TBH a été développée. Cette approche est basée sur un modèle empirique qui tient compte des effets d'auto-échauffement et de la température externe entourant le transistor. Nous avons étudié le modèle empirique de base, nous l'avons amélioré pour qu'il tienne compte d'autres phénomènes intrinsèques aux transistors TBH et nous avons développé une nouvelle approche d'extraction des paramètres du nouveau modèle empirique de façon à minimiser l'utilisation des algorithmes d'optimisation.

Dans ce chapitre, nous présentons cette nouvelle approche systématique pour la modélisation des transistors bipolaires à hétérojonction. Nous commençons par la présentation du modèle empirique de base, la procédure d'extraction de ses paramètres et les résultats de simulation DC. L'analyse de ces résultats nous a permis d'améliorer le modèle et d'introduire de nouvelles équations afin d'obtenir de meilleurs résultats. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous décrivons le développement du nouveau modèle empirique avec ses nouvelles équations associées aux effets Kirk, Avalanche et température externe. Les résultats de simulations obtenus avec le modèle et les mesures DC et petit-signal sont, par la suite, présentés et discutés. Nous validons enfin le nouveau modèle empirique pour le mode d'opération grand-signal.

3.2. Modèle empirique de base

Le circuit électrique équivalent du modèle empirique de base pour les transistors bipolaires à hétérojonction est donné par la figure 2-2. Il s'agit du même circuit électrique équivalent du modèle empirique présenté dans la section 2-2 du chapitre précédent.

Le circuit électrique équivalent est composé d'une partie intrinsèque dont les éléments dépendent de la polarisation (I_b , V_{ce}) et d'une partie extrinsèque indépendante de la polarisation. La partie intrinsèque modélise le comportement électrique des différentes jonctions du transistor, alors que la partie extrinsèque modélise les éléments parasites et les plots d'accès.

3.2.1. Partie extrinsèque

Les éléments de cette partie sont indépendants de la polarisation. Les régions de contact des électrodes de la base, du collecteur et de l'émetteur sont représentées, respectivement, par les résistances R_b , R_c et R_e . Les éléments parasites L_b , L_c , L_e , C_{pb} , C_{pc} , C_{pbc} modélisent les plots d'accès d'un Transistor Bipolaire à Hétérojonction en puce où les sondes de mesure sont placées. Le modèle de la partie extrinsèque dépend de l'environnement du transistor (puce ou boîtier) et aussi de la configuration des plots d'accès. Une des géométries possibles des plots d'accès d'un TBH est montrée à la figure 2-2.

3.2.2. Partie Intrinsèque

En opération directe les non-linéarités du TBH sont :

- Le courant de la diode base-émetteur I_b .

- La source de courant collecteur-émetteur I_c .

Le courant I_b est modélisé par l'équation d'une diode donnée par :

$$I_b = I_s (e^{aV_{be}} - 1) \quad \text{Eq 3-1}$$

avec V_{be} est la tension appliquée à la jonction base-émetteur, a est le facteur d'idéalité de la jonction ($=1/\eta V_t$) et I_s est le courant de saturation de la jonction base-émetteur.

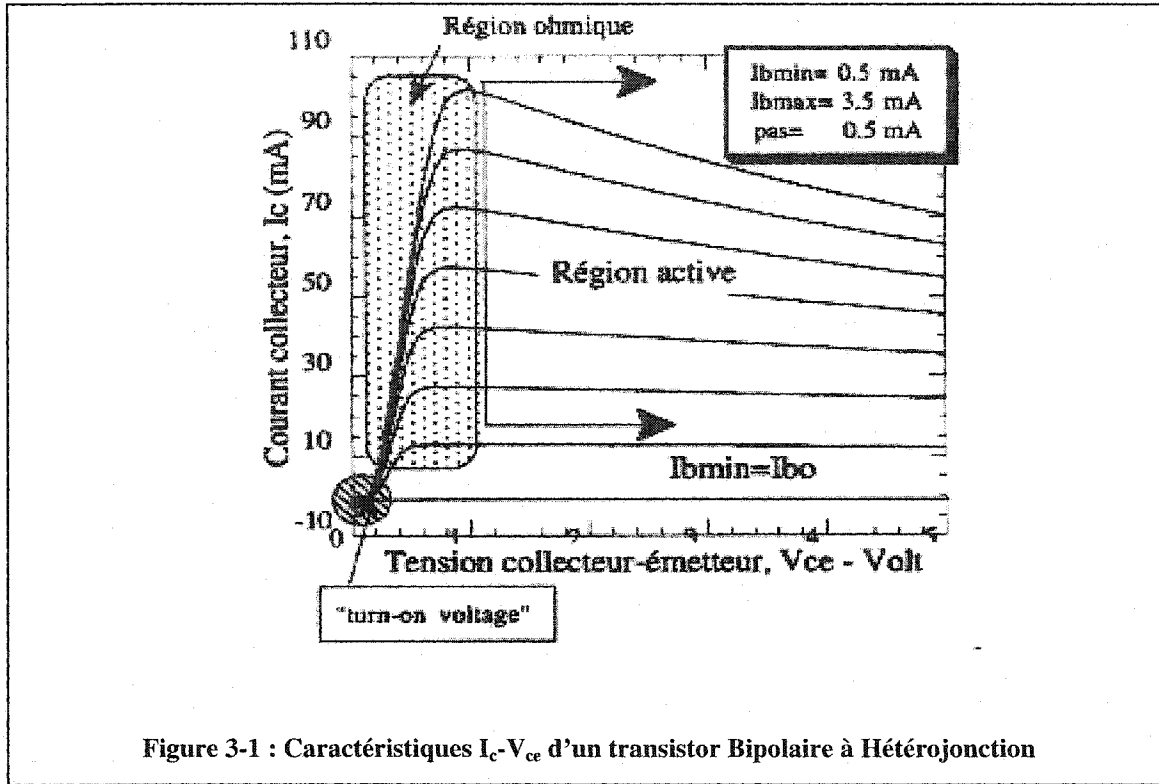
Le courant I_c est l'élément non-linéaire le plus important dans tout le circuit. Il est modélisé par une équation empirique qui dépend du point de polarisation (I_b, V_{ce}). La dépendance du courant I_c du point de la polarisation (I_b, V_{ce}) est composé de deux parties : une région ohmique où le dispositif se comporte comme un dispositif résistif et une région active où il se comporte comme un dispositif actif ayant un gain en puissance. La pente négative de la deuxième partie est due aux effets d'auto-échauffement. (figure3-1)

L'équation non-linéaire du courant I_c est composée de deux facteurs multiplicatifs I_{c1} et I_{c2} . Le facteur I_{c1} modélise le comportement ohmique et le facteur I_{c2} modélise le comportement actif. Les courants I_{c1} et I_{c2} sont donnés par les équations suivantes :

$$I_{c1}(I_b, V_{ce}) = X_1 \frac{\sinh(X_0)}{\cosh(X_2 + X_0)} \quad \text{Eq 3-2}$$

$$\text{avec } X_0 = \frac{X_3}{I_{bn}} + X_4 V_{ce} \text{ et } I_{bn} = \frac{I_b}{I_{b0}}$$

I_{bn} est le courant de base normalisé par rapport au courant de base référence I_{b0} (figure 3-1). Le courant I_{b0} correspond au courant I_c qui n'est pas affecté par les effets d'auto-échauffement (pente ≈ 0).



$$I_{c2}(I_b, V_{ce}) = \left\{ \sinh \left(\frac{X_5}{I_{bn}} + X_6 V_{ce} \right) \right\}^{-1} \quad \text{Eq 3-3}$$

l'équation empirique du courant du collecteur I_c est donné par :

$$I_c(I_b, V_{ce}) = I_{c1} I_{c2} = X_1 \frac{\sinh(X_0)}{\cosh(X_2 + X_0)} \left\{ \sinh \left(\frac{X_5}{I_{bn}} + X_6 V_{ce} \right) \right\}^{-1} \quad \text{Eq 3-4}$$

Le courant I_c est aussi affecté par la température environnante, un autre terme est alors ajouté au modèle pour inclure ces effets extrinsèques. I_c est alors donné par :

$$I_c(I_b, V_{ce}) = X_1 \frac{\sinh(X_0)}{\cosh(X_2 + X_0)} \times \left\{ \sinh \left(\frac{X_5}{I_{bn}} + X_6 V_{ce} \right) \right\} \left(X_7 \left(\frac{T - T_0}{T_0} \right) - 1 \right) \quad \text{Eq 3-5}$$

avec T_0 est la température ambiante de référence et T est la température externe du transistor. $X_1, \dots, X_7$ sont les paramètres du modèle qu'il faut extraire.

Les éléments intrinsèques restants sont : la capacité de la jonction base-émetteur C_{be} et la capacité de "Feedback" de la jonction base-collecteur C_{bc} . Ces capacités agissent en opération petit-signal et grand-signal et dépendent de la polarisation. Leurs équations sont données par les équations 2-24 et 2-25.

3.2.3. Procédure d'extraction des paramètres du modèle

La procédure générale d'extraction des paramètres du modèle consiste à déterminer les paramètres statiques (résistances et courants de base et du collecteur) à partir des mesures DC, ensuite, à extraire les paramètres dynamiques (capacités et inductances) à partir des mesures paramètres S.

3.2.3.1. Résistances d'accès

Les résistances R_b , R_c et R_e sont extraites à partir d'une optimisation aux moindres carrés du système d'équation suivant :

$$\begin{aligned} V'_{be} - (V_{be} + I_b R_b + (I_b + I_c) R_e) &= 0 \\ V'_{ce} - (V_{ce} + I_c R_c + (I_b + I_c) R_e) &= 0 \end{aligned} \quad \text{Eq 3-6}$$

où, V'_{be} , V'_{ce} , V_{be} et V_{ce} sont les tensions base-émetteur et base-collecteur extrinsèques et intrinsèques, respectivement.

3.2.3.2. Courant de base

L'extraction des paramètres I_s et a de la jonction base-émetteur se fait à partir des mesures Gummel-Direct (I_b vs. V_{be} pour $V_{bc}=0$).

3.2.3.3. Courant du Collecteur

Le courant du collecteur I_c est mesuré en fonction de la tension intrinsèque collecteur-émetteur V_{ce} et du courant de base I_b .

L'extraction des paramètres du modèle du courant I_c se fait par optimisation. Ceci consiste à minimiser l'erreur entre les mesures et simulation des caractéristiques I_c - V_{ce} du transistor HBT. La procédure d'extraction se fait en quatre étapes :

- Extraction de X_1 , X_2 , X_3 et X_4 en ajustant la partie résistive de la caractéristique I_c - V_{ce} à la température de référence T_0 .
- Extraction de X_5 et X_6 en ajustant la région active de la caractéristique I_c - V_{ce} toujours à la même température de référence.
- Optimisation globale de tous les paramètres.
- Extraction de X_7 en ajustant la caractéristique I_c - V_{ce} pour d'autres températures différentes de T_0 , les autres paramètres sont fixés à leurs valeurs déjà extraites.

3.2.3.4. Paramètres dynamiques

Les paramètres extrinsèques L_b , L_c , L_e , C_{pb} , C_{pc} et C_{pbc} et les capacités intrinsèques C_{be} et C_{bc} sont déterminés en ajustant le modèle aux mesures paramètres S à différents points de polarisation. Les paramètres extrinsèques sont indépendants de la polarisation et les paramètres intrinsèques sont des fonctions de la polarisation.

La dépendance des éléments intrinsèques de la polarisation permet de déterminer les paramètres a_1 , b_1 , a_2 et b_2 des modèles des capacités C_{be} et C_{bc} (équations 2-24 et 2-25).

3.2.4. Résultats de simulation du modèle Statique

Le modèle empirique de base a été implanté dans ADS et a été utilisé pour simuler les caractéristiques I_c - V_{ce} ainsi que les Gummel-Direct de trois transistors de Nortel HBT1, HBT2 et HBT3 ayant des surfaces d'émetteur différentes. Pour chaque transistor, nous avons extrait les paramètres du modèle statique. Le tableau 3-1 représente les paramètres des éléments agissant en opération DC extraits pour les trois transistors. Les valeurs de ces paramètres seront utilisées dans le circuit de la figure 3-1 pour la simulation des trois transistors pour le mode d'opération DC.

	HBT 1	HBT 2	HBT 3
Rb (Ω)	5.1	6.38	8
Rc (Ω)	7.78	15	29
Re (Ω)	0.4	0.8	2
IS (A)	1.03e-23	3.442e-24	1.67e-23
a	31.8	31.71	29.66
Ib0 (A)	25e-6	10e-6	4e-6
X1	4.44e-5	1.81e-5	7.17e-6
X2	-4.753	-4.79	-4.78
X3	-0.063	-0.0635	-0.0578
X4	12	11.52	10.39
X5	1.335	1.21	1.22
X6	8e-3	6.78e-3	3.45e-3

Tableau 3-1: Paramètres statiques du modèle empirique de base pour les transistors HBT1, HBT2 et HBT3

Les figures 3-2, 3-3 et 3-4 montrent une comparaison entre les mesures et les simulations I_c - V_{ce} des trois transistors TBH, à la température externe 25°C. Ce résultat est obtenu après optimisation globale de tous les paramètres dans le but de minimiser l'écart entre les simulations et mesures I_c - V_{ce} . Nous avons utilisé la routine d'optimisation d'ADS, la méthode du Gradient comme fonction d'optimisation et l'erreur quadratique comme fonction d'erreur.

À partir de la comparaison entre les mesures et les simulations I_c - V_{ce} des trois transistors TBH, nous pouvons conclure que le modèle tient compte de l'effet d'auto-échauffement lié à l'augmentation de la température de la jonction du transistor. Cependant, le modèle n'arrive pas à capter l'effet de la diminution du courant du collecteur au niveau du coude (voir figure 3-2), ce phénomène est lié à l'effet Kirk.

Nous avons, également, effectué des simulations Gummel-Direct (I_c , I_b vs. V_{be} pour $V_{bc}=0$) avec le même modèle. Les résultats des simulations sont donnés par les figures 3-5, 3-6 et 3-7. Ce type de simulation permet de donner une idée sur la validation du modèle pour une grande plage du courant, des plus faibles (de l'ordre de 10^{-10} A) au plus forts (de l'ordre de 0.1 A) courants.

Les figures 3-5, 3-6 et 3-7 montrent un bon accord entre les mesures et les simulations Gummel-Direct du courant de base I_b , quant au courant du collecteur, nous avons constaté que le modèle n'arrive pas à suivre les mesures au-dessous d'une certaine limite, cette limite correspond au courant de base de référence I_{b0} . En effet, si nous examinons l'expression 3-4 du courant du collecteur, nous constatons que les termes $X3/I_{bn}$ et $X5/I_{bn}$ sont inversement proportionnels au courant de base, donc plus le courant de base est faible plus ces termes sont grands (dans le cas des Gummel-Direct $1/I_{bn}$ peut atteindre 10^5) ce qui cause un problème de convergence au niveau du courant I_c et c'est ce qui explique l'allure des simulations Gummel-Direct.

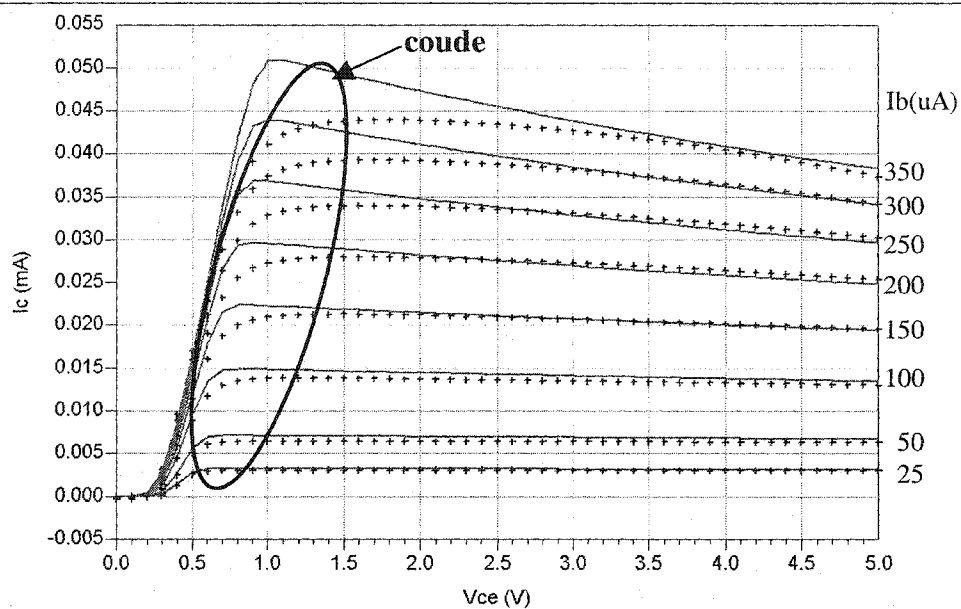


Figure 3-2 : Comparaison des simulations du modèle empirique de base (-) et mesures (+) I_c - V_{ce} du HBT1 à $T=25^\circ\text{C}$

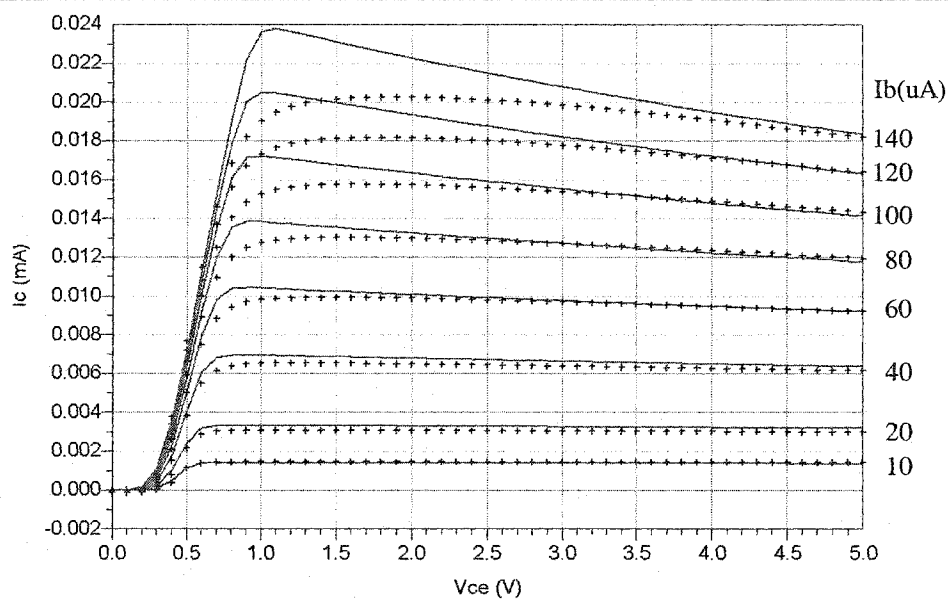


Figure 3-3 : Comparaison des simulations du modèle empirique de base (-) et mesures (+) I_c - V_{ce} du HBT2 à $T=25^\circ\text{C}$

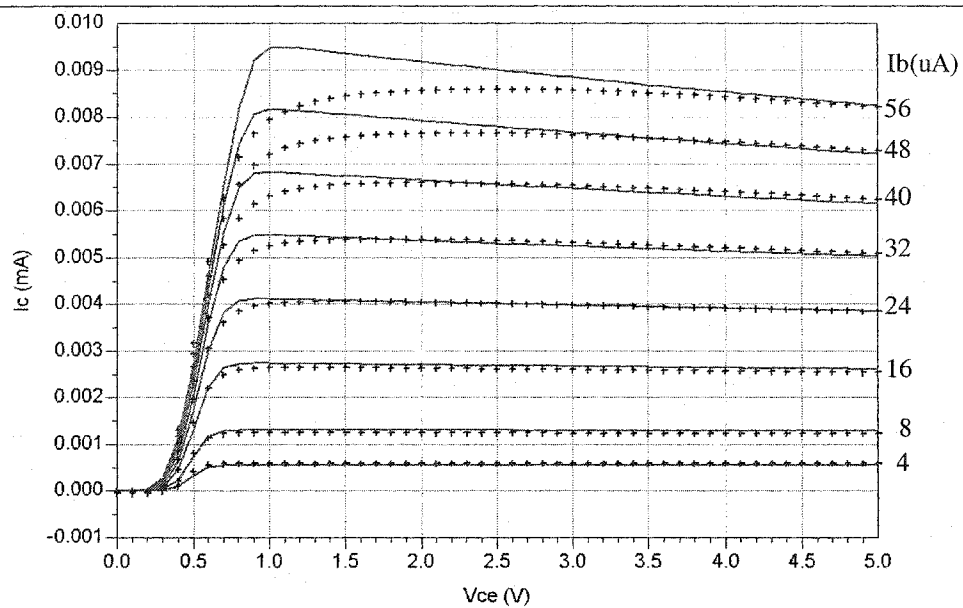


Figure 3-4 : Comparaison des simulations du modèle empirique de base (-) et mesures (+) I_c - V_{ce} du HBT3 à $T=25^\circ\text{C}$

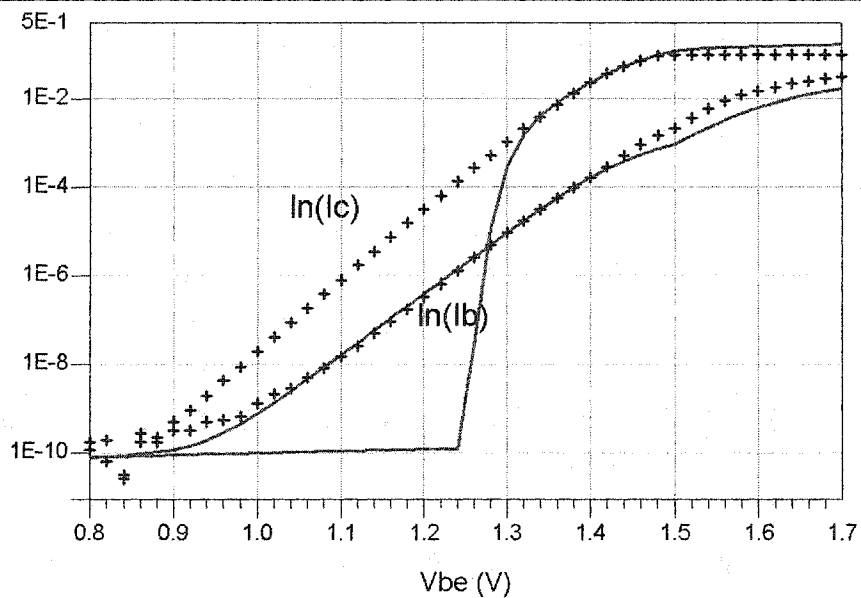


Figure 3-5 : Comparaison des simulations du modèle empirique de base (-) et mesures (+) Gummel-Direct du HBT1 à $T=25^\circ\text{C}$

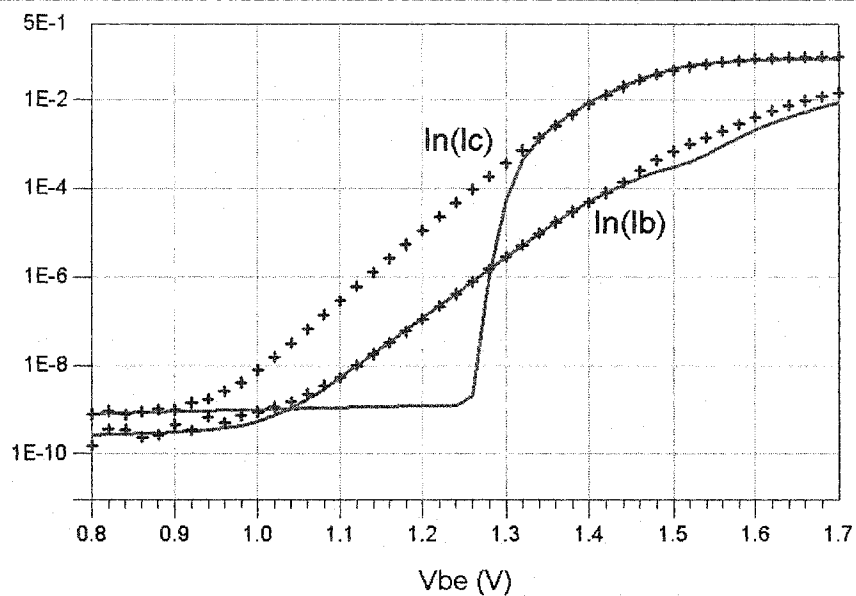


Figure 3-6 : Comparaison des simulations du modèle empirique de base (-) et mesures (+) Gummel-Direct du HBT2 à $T=25^\circ\text{C}$

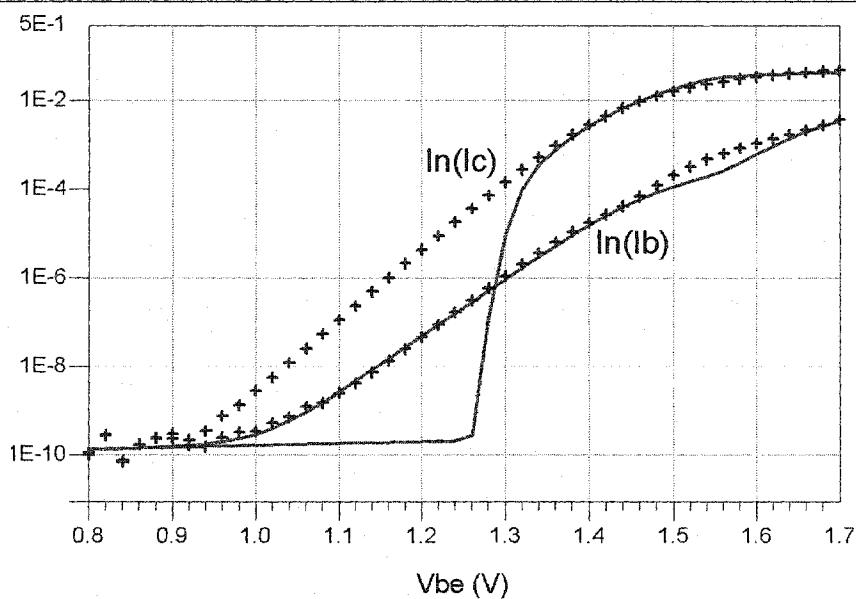


Figure 3-7 : Comparaison des simulations du modèle empirique de base (-) et mesures (+) Gummel-Direct du HBT3 à $T=25^\circ\text{C}$

Nous avons présenté dans cette section le modèle empirique de base, nous l'avons utilisé pour des simulations I_c - V_{ce} et Gummel-Direct de trois transistors TBH. D'après les résultats obtenus, nous avons constaté que les équations du modèle arrivent à suivre l'effet d'auto-échauffement des transistors, mais ne modélise pas certains phénomènes physiques liés aux transistors HBT, tel que l'effet Kirk. Nous avons constaté également que pour les simulations Gummel-Direct le modèle du courant du collecteur n'arrive pas à suivre les mesures pour les faibles niveaux de courant.

L'étude de ce modèle nous a permis de comprendre les phénomènes intrinsèques aux transistors TBH et de développer de nouvelles équations pour mieux simuler les comportements des transistors TBH et d'améliorer les résultats de simulation obtenus. Ceci sera détaillé dans la prochaine section.

3.3. Nouveau Modèle Empirique

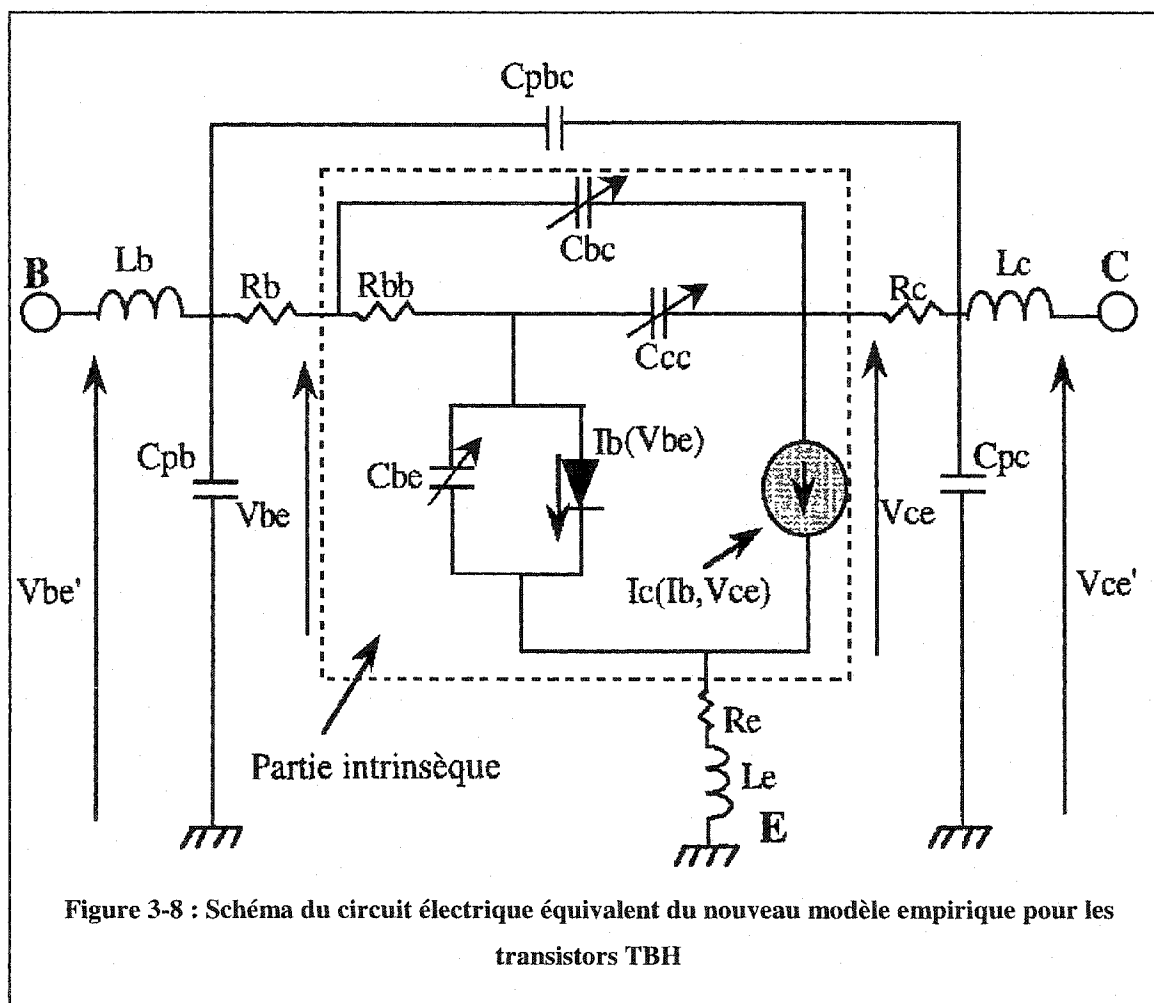
Nous présentons dans cette section les modifications apportées au modèle empirique de base, afin de tenir compte de certains phénomènes qui n'étaient pas modélisés, et améliorer, ainsi, les résultats de simulation. Nous présentons, ensuite, les analyses DC et petit-signal. Nous détaillons pour chaque analyse la procédure d'extractions des paramètres et les résultats de simulation correspondants. Nous validons enfin le nouveau modèle empirique pour l'analyse grand-signal.

3.3.1. Modifications apportées au modèle empirique de base

Les modifications apportées au modèle empirique de base concernent l'introduction des effets Kirk et avalanche pour le courant du collecteur et l'effet de la température externe pour le courant de base, et enfin la modification de l'équation du courant du collecteur pour les faibles courants de base.

3.3.1.1. Schéma électrique équivalent

Le schéma électrique équivalent du nouveau modèle empirique est donné par la figure 3-8. Par rapport au schéma électrique équivalent du modèle empirique de base (figure 2-2), le nouveau schéma tient compte de l'effet distribué de la résistance de base (R_b et R_{bb}) et de la capacité de la jonction base-collecteur (C_{bc} et C_{cc}). Ceci est dû à la structure verticale des couches épitaxiales du TBH.



3.3.1.2. Effet Kirk

Ce phénomène devient de plus en plus important pour les nouveaux transistors TBH. En effet plus les dimensions des transistors sont réduites, plus l'effet Kirk est prépondérant.

L'effet Kirk est modélisé par un facteur noté f_k relié à la physique du dispositif selon l'équation suivante [28]:

$$f_k(I_c) = \begin{cases} 1 & \text{si } I_c < I_2 = I_1 + \alpha_{I_2} * |\phi_{bc} - V_{bc}| \\ 1 + \alpha_k * \left(1 - \sqrt{\frac{I_2 - I_1}{I_c - I_1}}\right) & \text{sinon} \end{cases} \quad \text{Eq 3-7}$$

avec I_2 est le courant du collecteur pour lequel apparaît l'effet Kirk [49], ce courant est donné par l'équation 1-7 et I_1 , α_{I_2} , α_k , X_k et ϕ_{bc} sont des paramètres du modèle.

L'introduction de l'effet Kirk dans le modèle consiste à diviser le courant du collecteur I_c par le facteur f_k . L'utilisation de cette relation conventionnelle dans le modèle a pour conséquence une divergence au niveau des courbes I_c - V_{ce} , ceci est dû, en fait, à la discontinuité de la dérivée de la fonction f_k en I_2 .

Une nouvelle relation pour le facteur f_k est alors développée [7], cette relation est donnée par :

$$f_k(I_c) = \begin{cases} 1 & \text{si } I_c < I_2 = I_1 + \alpha_{I_2} * |\phi_{bc} - V_{bc}| \\ 1 + \alpha_k * (I_c - I_2)^{X_k} * \left(1 - \sqrt{\frac{I_2 - I_1}{I_c - I_1}}\right) & \text{sinon} \end{cases} \quad \text{Eq 3-8}$$

Nous avons bien vérifié la continuité de cette fonction en I_2 et la continuité de sa dérivée, ce qui assure la convergence du modèle pour les différents modes de simulation.

Nous avons adapté cette dernière fonction à notre modèle dans le but de pouvoir extraire ses paramètres d'une façon simple et automatique. La nouvelle équation que nous avons développée est la suivante :

$$f_k(I_c) = \begin{cases} 1 & \text{si } I_c < I_2' = I_1' + \alpha'_{I_2} \cdot V_{ce} \\ 1 + \alpha'_k (I_c - I_2')^{XK'} \left(1 - \sqrt{\frac{I_2' - I_1'}{I_c - I_1'}} \right) & \text{sin on} \end{cases} \quad \text{Eq 3-9}$$

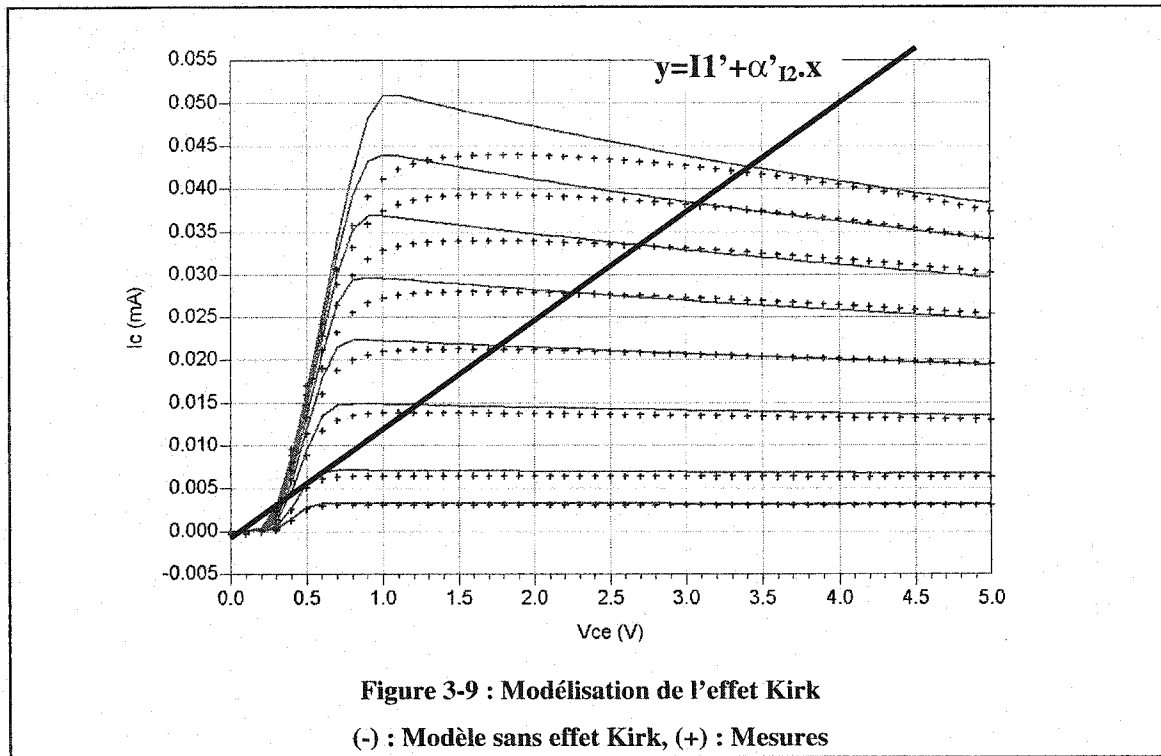
avec I_1' , α'_{I_2} , α'_k et XK' sont des paramètres du modèle à extraire et I_c est le courant défini par la relation 3-5.

La nouvelle expression du courant du collecteur est donnée par :

$$I_c(I_b, V_{ce}) = \frac{I_{c_MEB}}{fk(I_c_MEB)} \quad \text{Eq 3-10}$$

avec I_{c_MEB} est le courant du collecteur du modèle empirique de base donnée par la relation 3-5.

Nous pouvons voir cet effet directement sur les courbes I_c - V_{ce} (figure 3-9), le courant I_2' qui limite l'apparition de l'effet Kirk est modélisé par une droite linéaire en fonction de V_{ce} dans le plan des courbes I_c - V_{ce} . Cette droite a pour origine le paramètre I_1' et pour pente le paramètre α'_{I_2} . Ainsi, nous pouvons déterminer directement à partir des mesures I_c - V_{ce} deux paramètres parmi les quatre de l'équation liée à l'effet Kirk.



3.3.1.3. Effet d'avalanche

L'effet d'avalanche est généralement modélisé par le coefficient multiplicatif de Miller [36] donné par l'équation 1-8. Nous avons conservé cette forme d'équation et nous avons changé ses paramètres pour pouvoir l'inclure dans le nouveau modèle empirique. Ainsi, l'introduction de l'effet d'avalanche dans le modèle consiste à multiplier le courant du collecteur du modèle empirique de base par le coefficient multiplicatif suivant :

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_{ce}}{V_{ceo}} \right)^m} \quad \text{Eq 3-11}$$

avec V_{ceo} et m sont des paramètres du modèle à extraire.

La nouvelle expression du courant du collecteur est donnée par :

$$I_c(I_b, V_{ce}) = \frac{I_c - MEB}{fk(I_c - MEB)} \cdot M \quad \text{Eq 3-12}$$

Le coefficient M est directement lié à la tension collecteur-émetteur de polarisation, et les paramètres qui lui sont liés peuvent être déterminés directement à partir des courbes $I_c - V_{ce}$.

3.3.1.4. Effet de la température externe

L'équation 3-5 du modèle empirique de base prend en compte les effets de la température externe pour le courant du collecteur. Mais, ce phénomène affecte aussi le courant de base. La courbe 3-10 montre la variation des mesures Gummel-Direct du courant de base I_b avec la température externe.

Ainsi, l'équation 3-1 du modèle empirique de base est modifiée par :

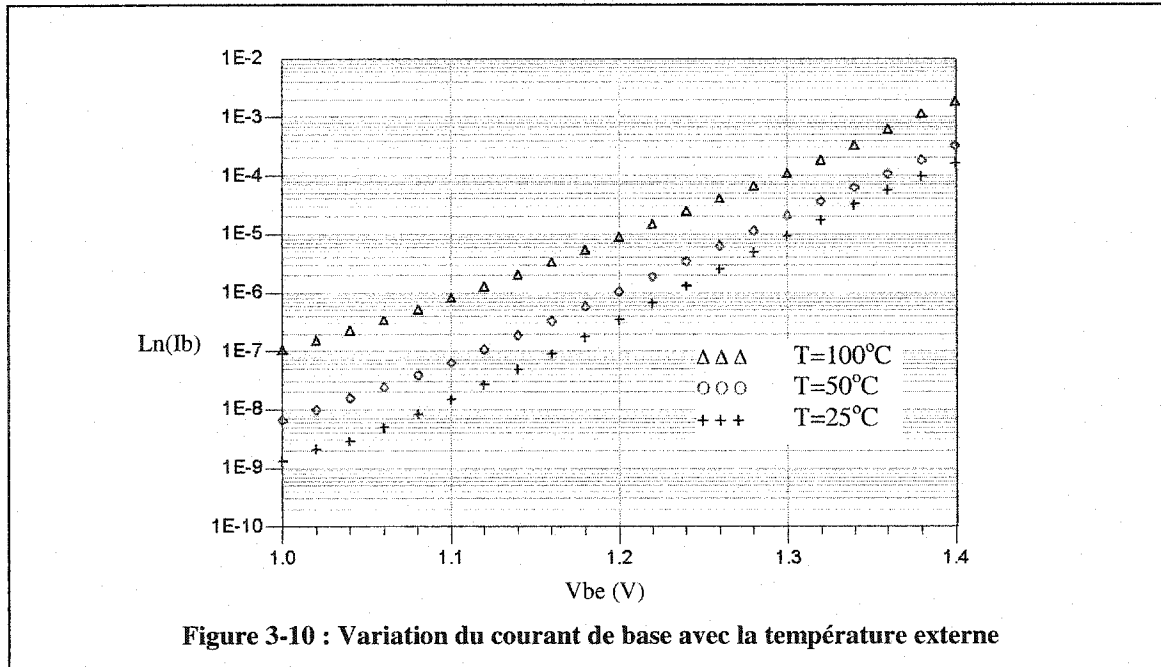
$$I_b = I_s(T) * \left(e^{a(T) \cdot V_{be}} - 1 \right) \quad \text{Eq 3-13}$$

avec $a(T)$ et $I_s(T)$ sont donnés par les équations suivantes :

$$a(T) = a_{11} \left(\frac{T}{T_0} - 1 \right)^2 + a_{12} \left(\frac{T}{T_0} - 1 \right) + a \quad \text{Eq 3-14}$$

$$I_s(T) = I_s \cdot \exp \left(a_{22} \left(\frac{T}{T_0} - 1 \right)^2 + a_{21} \left(\frac{T}{T_0} - 1 \right) \right) \quad \text{Eq 3-15}$$

avec a et I_S sont les paramètres du courant de base à la température de référence T_0 . a_{11} , a_{12} , a_{21} et a_{22} sont les paramètres du nouveau modèle empirique à extraire.



3.3.1.5. Courant du collecteur

D'après les résultats de simulation Gummel-Direct présentés par les figures 3-4, 3-6 et 3-8, nous avons constaté que l'équation du courant du collecteur du modèle empirique de base n'arrive pas à suivre les mesures pour les faibles niveaux de courant et plus précisément pour un courant de base inférieur à I_{b0} . Une forme plus appropriée qui assure la stabilité numérique du courant du collecteur est donnée par :

$$I_c(I_b, V_{ce}) = \begin{cases} I_c' & \text{si } I_b > I_{b0} \\ \alpha_1 (I_{bn})^{\alpha_2} & \text{sin on} \end{cases} \quad \text{Eq 3-16}$$

avec, I_c' est l'expression du courant du collecteur donnée par l'équation 3-12 et α_1 et α_2 sont des constantes déterminées à partir de la continuité et de la continuité de la dérivée de l'équation 3-16 en I_{b0} . Ces deux constantes sont données par :

$$\alpha_1 = I_c(I_{b0}, V_{ce})$$

$$\alpha_2 = \frac{I_{b0}}{I_c(I_{b0}, V_{ce})} \times \left. \frac{\partial I_c(I_b, V_{ce})}{\partial I_b} \right|_{I_b=I_{b0}} \quad \text{Eq 3-17}$$

3.3.2. Analyse des caractéristiques DC

3.3.2.1. Extraction des paramètres statiques

La procédure d'extraction des paramètres statiques du modèle empirique de base est basée essentiellement sur l'optimisation. Nous avons développé une nouvelle approche d'extraction des paramètres statiques du nouveau modèle empirique. Cette approche est basée sur une extraction directe des paramètres à partir des mesures. Elle consiste à déterminer les résistances d'accès à partir des mesures "Fly-Back", ensuite, les paramètres du courant de base à partir des mesures Gummel-Direct (I_b vs. V_{be} pour $V_{bc}=0$), enfin les paramètres du courant du collecteur à partir des mesures I-V et Gummel-Direct (I_c vs. V_{be} pour $V_{bc}=0$).

a- Résistances d'accès

L'extraction des résistances d'accès R_b , R_c et R_e est réalisée à partir des mesures Fly-back [43]. Il existe deux types de mesure Fly-Back. La première mesure nommée Fly-back A consiste à faire varier le courant de base I_b pour un courant du collecteur I_c nul et mesurer les tensions collecteur-émetteur V_{ce} et base-émetteur V_{be} . La deuxième mesure nommée Fly-back B consiste à faire varier le courant du collecteur I_c pour un courant de base constant et mesurer la tension collecteur-émetteur V_{ce} .

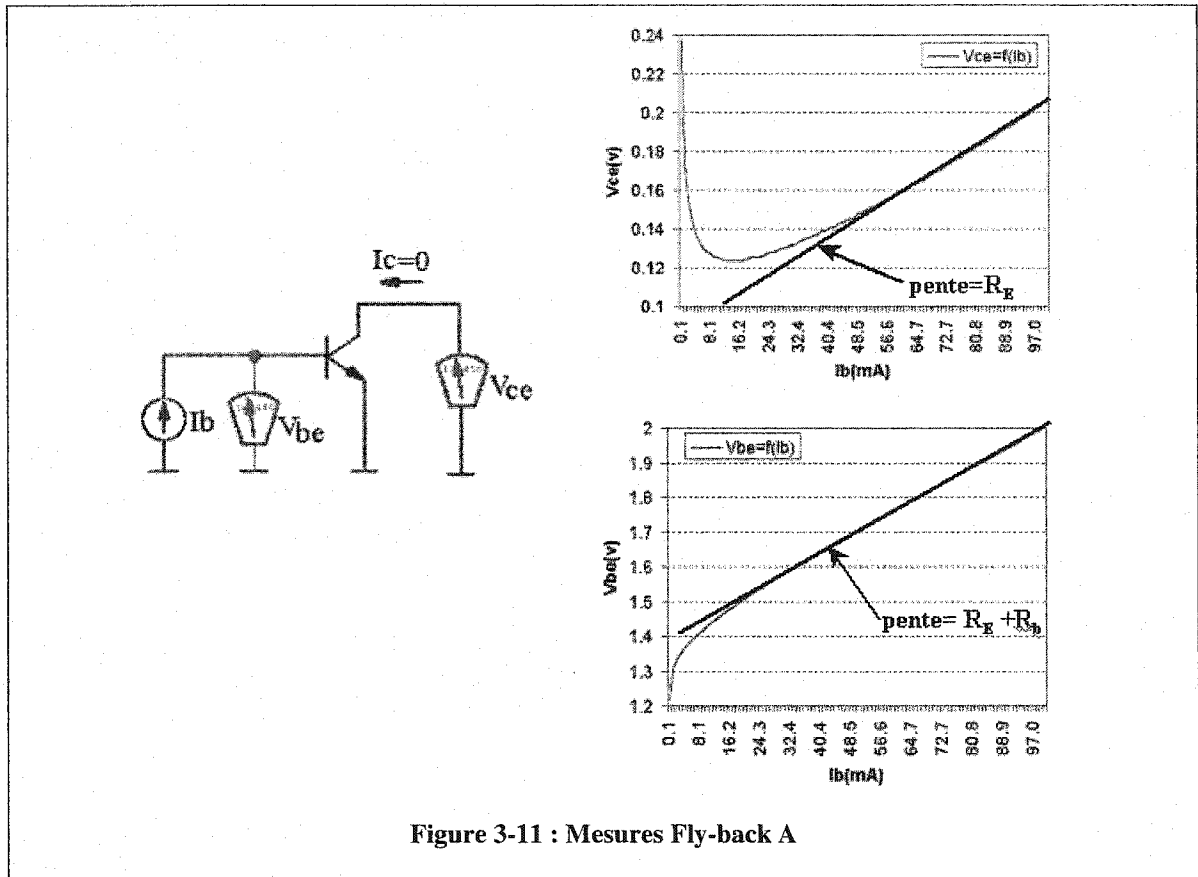


Figure 3-11 : Mesures Fly-back A

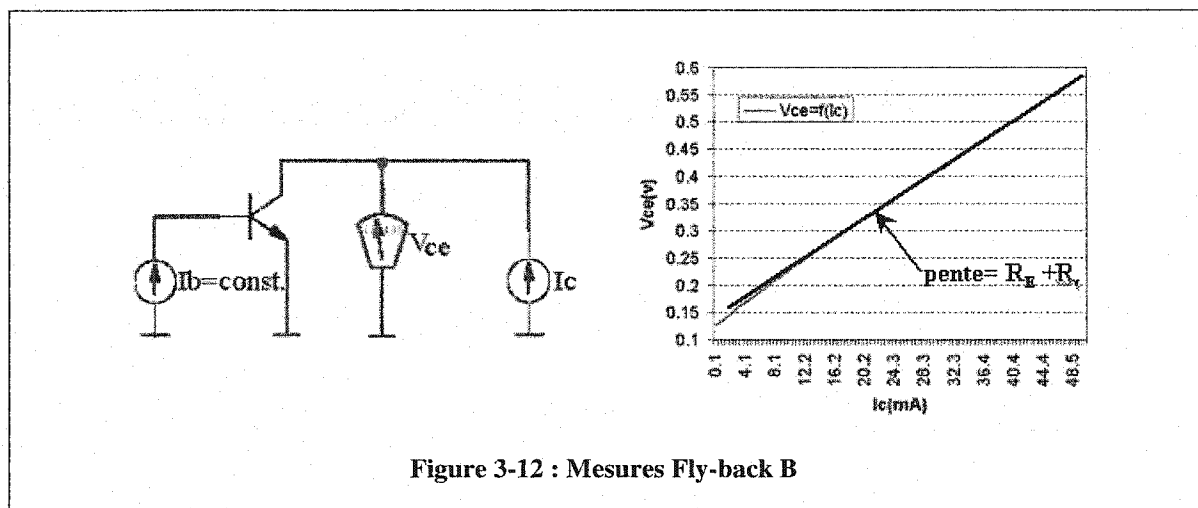


Figure 3-12 : Mesures Fly-back B

On détermine alors les résistances R_b et R_e à partir des mesures Fly-back A pour les forts courant I_b , en résolvant le système d'équations suivant :

$$\frac{\partial V_{ce}}{\partial I_b} = R_e \quad \text{Eq 3-18}$$

$$\frac{\partial V_{be}}{\partial I_b} = R_e + R_b \quad \text{Eq 3-19}$$

La somme des résistances R_c et R_e est déterminée à partir des mesures Fly-back B à fort courant I_c comme suit :

$$\frac{\partial V_{ce}}{\partial I_c} = R_c + R_e \quad \text{Eq 3-20}$$

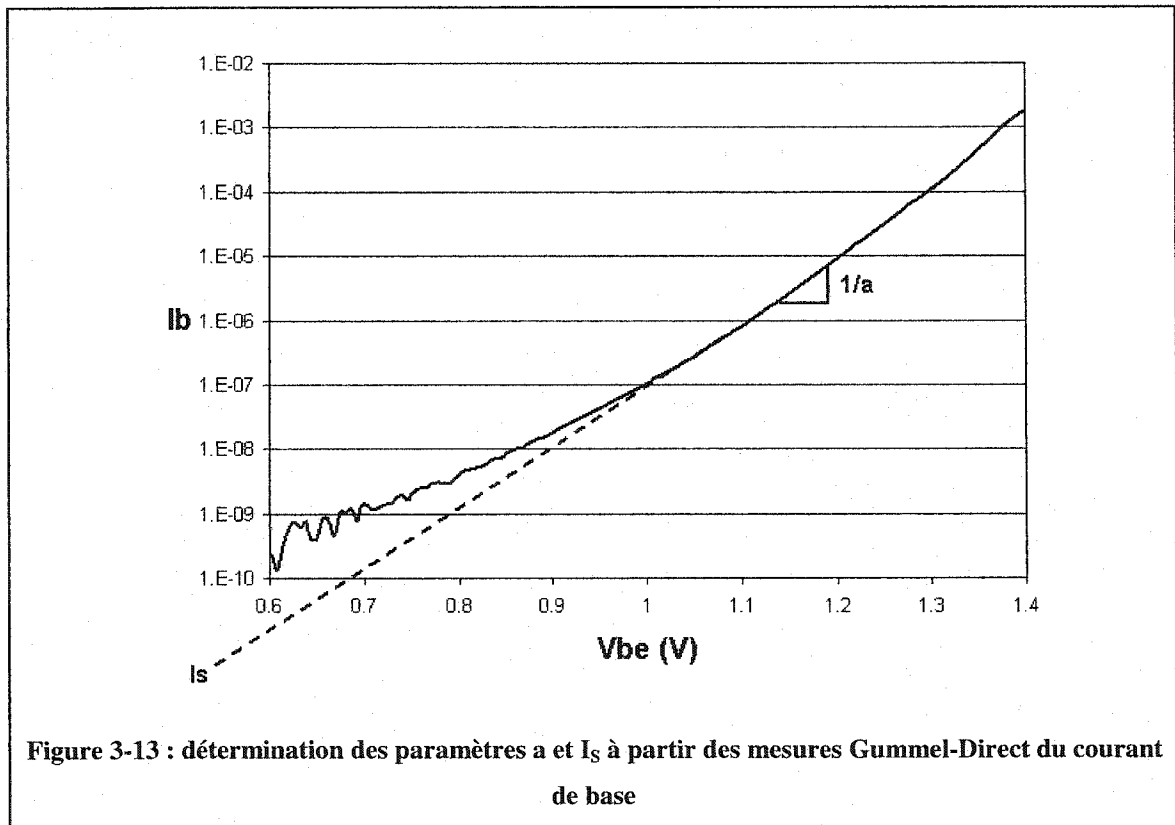
b- Courant de base

L'extraction des paramètres I_s et a de la jonction base-émetteur se fait à partir des mesures Gummel-Direct du courant de base. Connaissant la pente et l'origine de la droite modélisant la région linéaire de la courbe, on peut déterminer les paramètres I_s et a de la diode (voir figure 3-13). Les paramètres a_{11} , a_{12} , a_{21} et a_{22} sont extraits à partir des mesures Gummel-Direct du courant de base pour différentes températures.

c- Courant du collecteur

Les paramètres $X1 \dots X6$ de l'expression du courant du collecteur du nouveau modèle empirique sont déterminés de la même façon que pour le modèle empirique de base. Les paramètres $I1'$ et α'_{12} liés à l'effet Kirk sont déterminés directement à partir des mesures I_c-V_{ce} (voir figure 3-9), les autres paramètres α'_k et KK' sont déterminés par optimisation des mesures I_c-V_{ce} . Si on dispose des mesures I_c-V_{ce} là où l'effet d'avalanche est

prépondérant (fortes tensions V_{ce}), alors, on peut en extraire les paramètres d'avalanche. Enfin, le paramètre X7 est déterminé à partir des mesures Gummel-Direct du courant du collecteur pour différentes températures.



3.3.2.2. Résultats de simulation DC

Les paramètres statiques du nouveau modèle empirique sont extraits en suivant la procédure d'extraction expliquée et en se servant uniquement des mesures Fly-back, I_c - V_{ce} et Gummel-Direct. Les paramètres d'avalanche ne sont pas extraits parce que les mesures I_c - V_{ce} dont nous disposons ne sont pas poussées jusqu'à l'apparition de l'effet d'avalanche.

Les paramètres extraits sont utilisés dans le circuit de la figure 3-8 pour faire des simulations DC. Notons que pour les simulations DC, le schéma équivalent du modèle statique n'inclut ni les capacités ni les inductances parce qu'elles n'ont pas d'influence en opération DC. Le nouveau modèle empirique a été implanté dans le simulateur HP-ADS et a été utilisé pour simuler les caractéristiques I_c - V_{ce} ainsi que les Gummel-Direct des trois transistors HBT1, HBT2 et HBT3. Le tableau 3-2 représente les paramètres des éléments agissant en opération DC extraits pour les trois transistors.

Les figures 3-14, 3-15 et 3-16 montrent une comparaison entre les mesures I_c - V_{ce} des trois transistors HBT1, HBT2 et HBT3 à une température externe de 25°C et les simulations en utilisant le nouveau modèle empirique. Le bon accord entre les simulations et les mesures nous permet de conclure que le nouveau modèle prédit avec une excellente précision le comportement DC des transistors TBH dans toutes les régions d'opération directe. Le nouveau modèle capte mieux les phénomènes physiques liés aux transistors TBH que le modèle empirique de base.

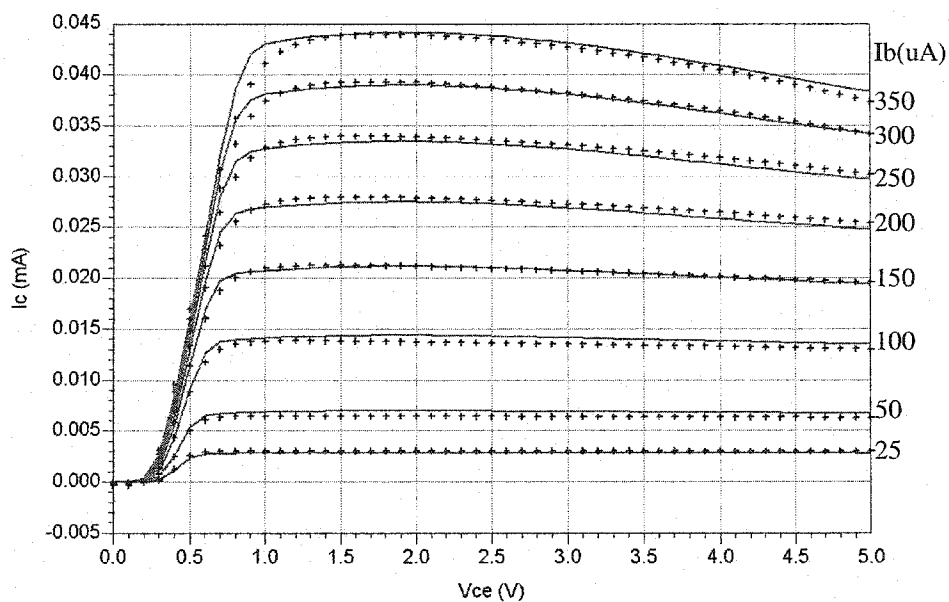


Figure 3-14 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) I_c - V_{ce} du HBT1 à $T=25^\circ\text{C}$

Paramètres	HBT 1	HBT 2	HBT 3
Rb (Ω)	5.1	6.38	8
Rc (Ω)	7.78	15	29
Re (Ω)	0.4	0.8	2
IS (A)	1.03e-23	3.442e-24	1.67e-23
a	31.8	31.71	29.66
Ib0 (A)	25e-6	10 ^e -6	4e-6
X1	4.44e-5	1.81e-5	7.17e-6
X2	-4.753	-4.79	-4.78
X3	-0.063	-0.0635	-0.0578
X4	12	11.52	10.39
X5	1.335	1.21	1.22
X6	8e-3	6.78e-3	3.45e-3
X7	0.03	0.02	0.01
α'_k	10.5	9	7
α'_{12}	0.021	0.0068	1.8e-3
I1'	-0.048	-0.008	-4e-4
XK'	1.45	0.92	0.78
a ₁₁	0.157	0.486	0.1685
a ₁₂	-2.498	-3.762	-2.5938
a ₂₁	4.042	5.812	4.3924
a ₂₂	-0.201	-0.641	-0.2578

Tableau 3-2 : Paramètres statiques du nouveau modèle empirique pour les transistors HBT1, HBT2 et HBT3

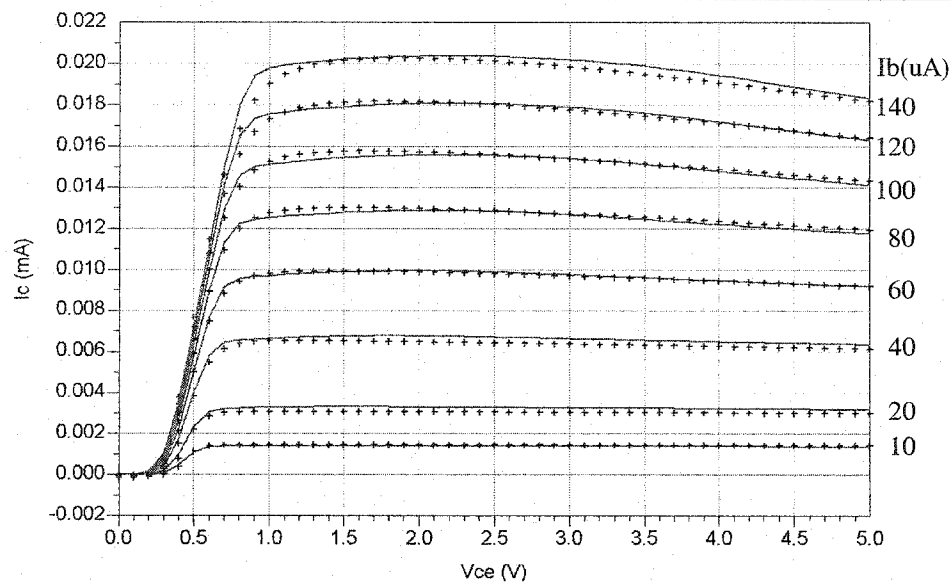


Figure 3-15 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) Ic-Vce du HBT2 à T=25°C

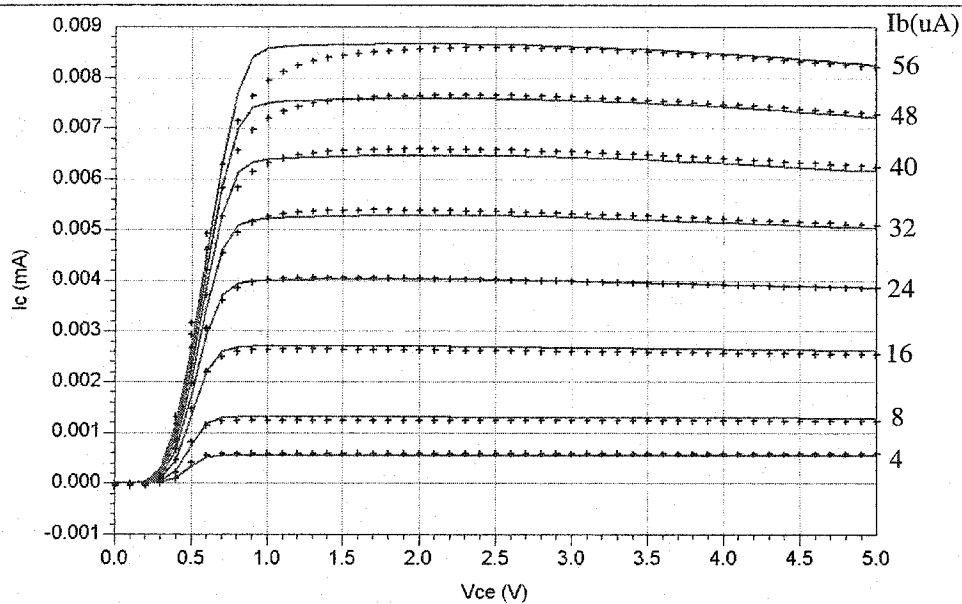
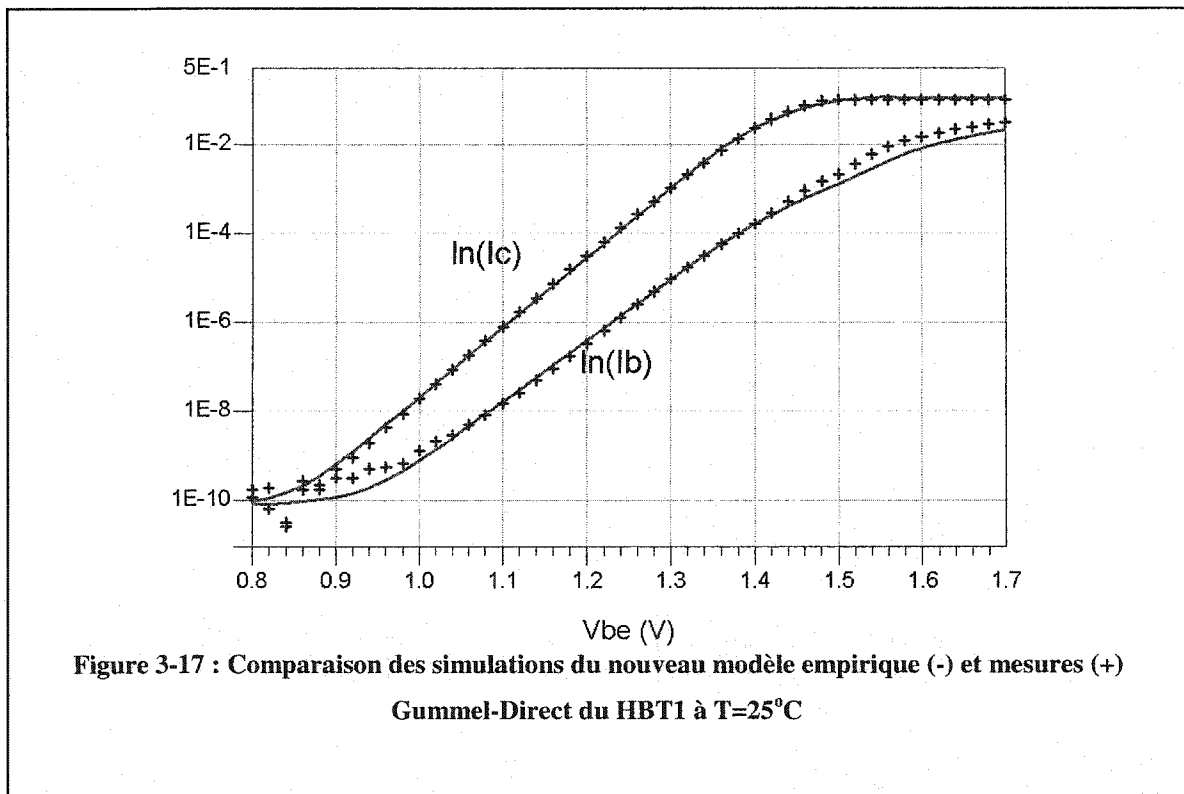
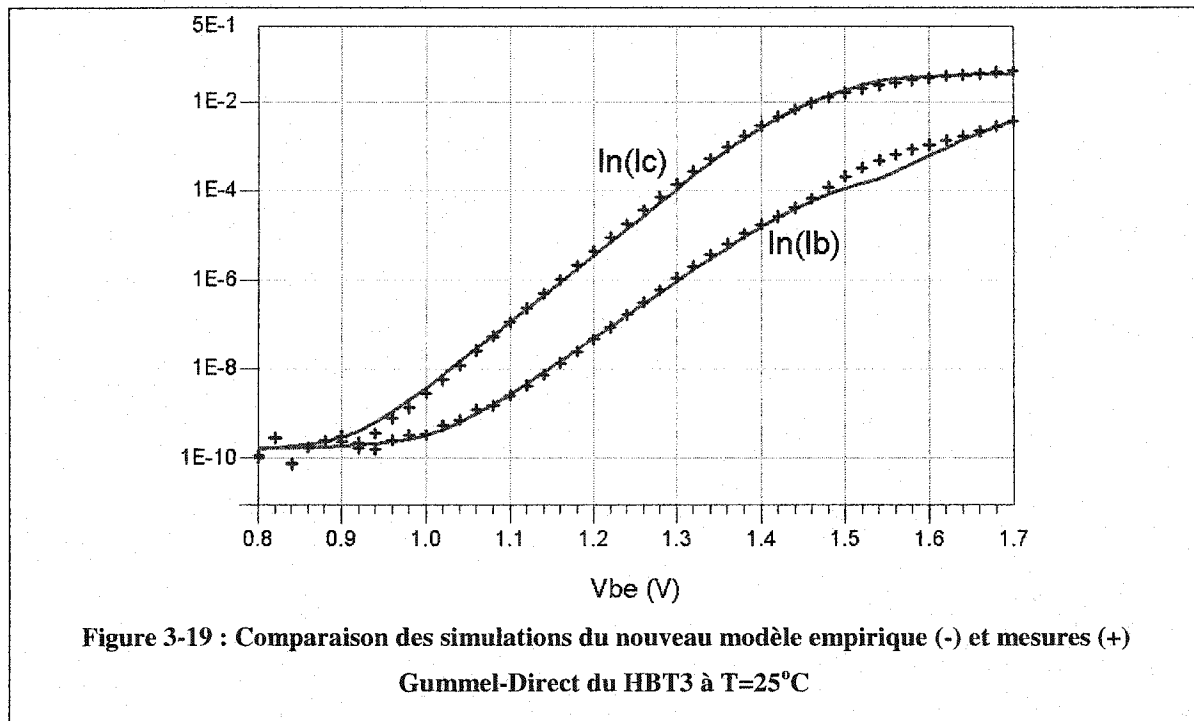
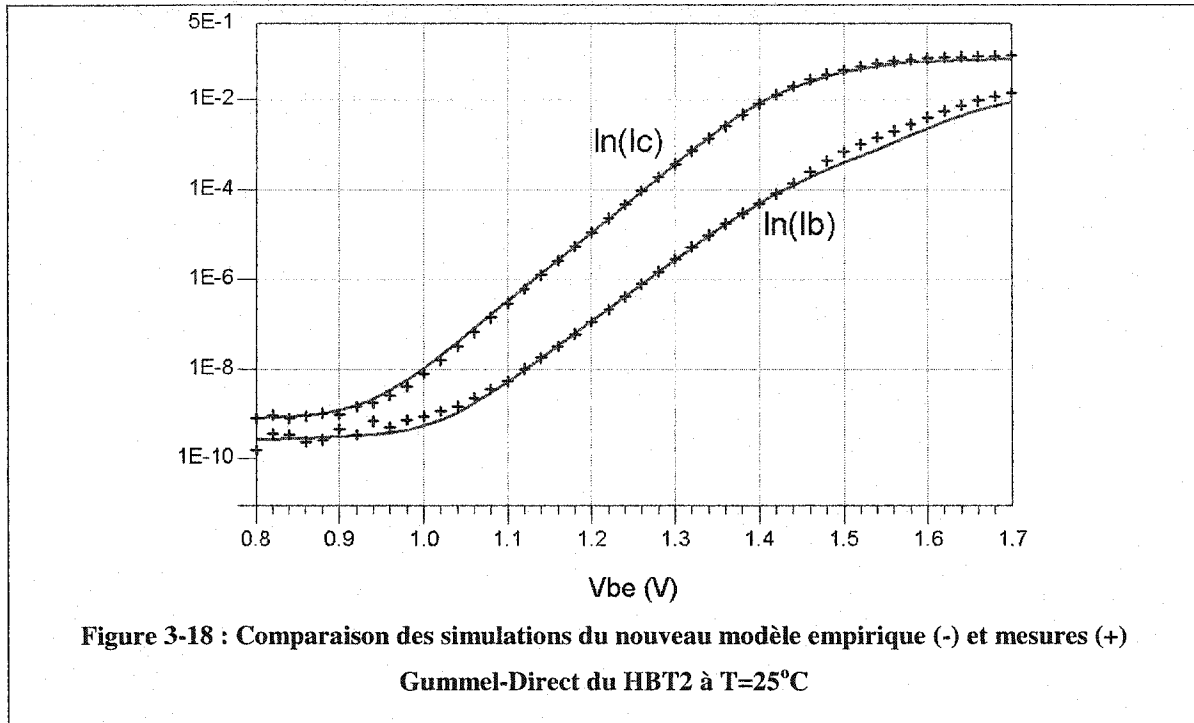


Figure 3-16 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) Ic-Vce du HBT3 à T=25°C

Nous avons aussi simulé les caractéristiques Gummel-Direct avec le nouveau modèle empirique. Les figures 3-17, 3-18 et 3-19 montrent une comparaison entre les mesures Gummel-direct des trois transistors HBT1, HBT2 et HBT3 à une température externe de 25°C et les simulations en utilisant le nouveau modèle empirique. Ces figures montrent un bon accord entre les mesures et les simulations illustrant ainsi la validité du nouveau modèle empirique aussi pour les simulations Gummel-Direct.

La comparaison entre les résultats de simulation Gummel-direct du nouveau modèle empirique et du modèle empirique de base permet d'étendre la validité de ce nouveau modèle empirique par rapport au modèle empirique de base et de couvrir une plus grande plage des courants de base et collecteur.





Le modèle a été également validé pour différentes températures externes. Les mesures Gummel-direct des trois transistors HBT1, HBT2 et HBT3 à différentes températures externes $T=50^{\circ}\text{C}$, 75°C et 100°C ont été comparées aux résultats de simulation du nouveau modèle empirique en utilisant les paramètres du tableau 3-2. Les résultats de simulation sont donnés en annexe II, ils montrent une bonne cohérence entre les simulations et les mesures pour les trois températures. Ceci permet de valider le nouveau modèle pour les simulations Gummel-Direct à différentes températures à la fois pour le courant de base et aussi pour le courant de collecteur.

Les paramètres statiques du schéma équivalent du nouveau modèle empirique sont maintenant déterminés pour les trois transistors HBT1, HBT2 et HBT3. Le nouveau modèle a été validé et pour les simulations I_c-V_{ce} et Gummel-direct. Les valeurs extraites des paramètres statiques restent inchangées pour les simulations petit-signal. Il reste à identifier les paramètres qui agissent en petit-signal, à savoir les capacités, les inductances, la résistance R_{bb} et le temps de transit et valider le modèle pour le mode d'opération petit-signal. Ceci étant l'objectif de la prochaine section.

3.3.3. Analyse Petit-Signal

La deuxième étape pour compléter le schéma équivalent du nouveau modèle empirique est l'identification et l'extraction du reste des éléments qui agissent en opération RF. Plusieurs techniques d'extraction des paramètres petit-signal ont été développées dans le but de pouvoir les extraire d'une façon systématique ([19]-[25]). Ces techniques sont basées sur des schémas équivalents petit-signal et sont, généralement, analytiques ou semi-analytiques.

Le schéma équivalent petit-signal du nouveau modèle empirique est donné par la figure 3-20. Les paramètres R_{be} , g_{mo} et g_o sont déterminés à partir du modèle statique comme indiqué par les équations 3-21, 3-22 et 3-23, ces paramètres dépendent du point

de polarisation. Si le modèle grand-signal est rigoureux, alors ces équations donnent une bonne estimation des valeurs de ces paramètres en petit-signal.

$$\frac{1}{R_{be}} = \frac{\partial I_b}{\partial V_{be}} \quad \text{Eq 3-21}$$

$$g_{mo} = \frac{\partial I_c}{\partial V_{be}} \quad \text{Eq 3-22}$$

$$g_o = \frac{\partial I_c}{\partial V_{ce}} \quad \text{Eq 3-23}$$

3.3.3.1. Extraction des paramètres dynamiques

Les seuls inconnus du modèle équivalent petit-signal sont les capacités les inductances la résistance R_{bb} et le temps de transit. Les capacités et les inductances parasites sont déterminées en utilisant des techniques de "*de-embedding*". Parmi ces techniques, il y a la technique de mesure des paramètres S à "froid" ([50],[51]). En effet, quand le transistor est "froid", ($I_b=0$, $V_{ce}=0$), ses mesures paramètre S nous permettent de déterminer les inductances et les capacités parasites, dans cette configuration les éléments parasites deviennent prépondérants dans certaines gammes de fréquence et leur détermination est alors possible avec une précision acceptable.

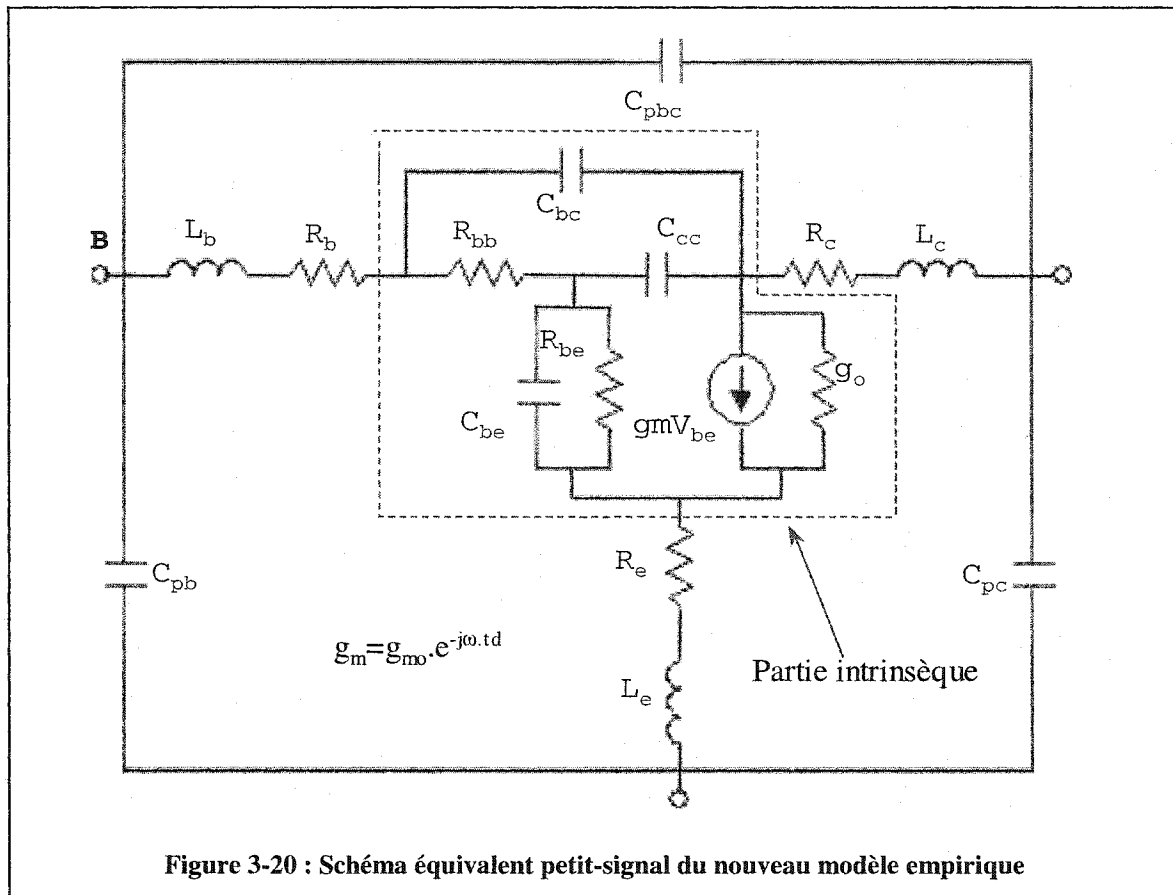


Figure 3-20 : Schéma équivalent petit-signal du nouveau modèle empirique

Dans notre projet de maîtrise, les mesures de paramètres S dont nous avons disposé sont déjà "de-embeddées" en utilisant une technique qui a été proposée dans [52]. Donc, nous n'étions pas amenées à déterminer les éléments parasites. Nous avons utilisé les mesures paramètres S "de-embeddées" pour déterminer directement les paramètres intrinsèques manquants, à savoir les capacités C_{be} , C_{bc} et C_{cc} la résistance R_{bb} et le temps de transit τ_d .

Pour ce faire, nous avons utilisé la technique d'extraction petit-signal présentée par l'article [19]. Cette technique est basée sur des mesures paramètres S pour différents points de polarisation. Le schéma équivalent petit-signal du nouveau modèle empirique étant le même que celui de l'article [19], ce qui nous permet de déduire directement les valeurs des paramètres qui manquent. L'extraction des paramètres petit-signal pour différents points de polarisation nous permet de déduire l'évolution des capacités C_{be} , C_{bc}

et C_{cc} et le temps de transit τ_d en fonction de la polarisation. La résistance R_{bb} varie peu en fonction de la polarisation pour la cas du transistor HBT1 (de 6.2 à 6.8 Ω). Pour simplifier le modèle, nous l'avons considérée indépendante de la polarisation.

a- Capacité base-émetteur

La capacité base-émetteur modélise les courants réactifs associés aux variations de charges commandées par la tension base-émetteur :

$$C_{be} = \frac{\partial Q_{be}}{\partial V_{be}} \quad \text{Eq 3-24}$$

Cette capacité est modélisée par la somme d'une capacité de jonction C_{jbe} résultant de la variation de la profondeur de la région de charge d'espace et d'une capacité de stockage C_{sbe} résultant des charges stockées et commandées par la jonction base-émetteur. Ces deux capacités sont modélisées par les deux équations suivantes :

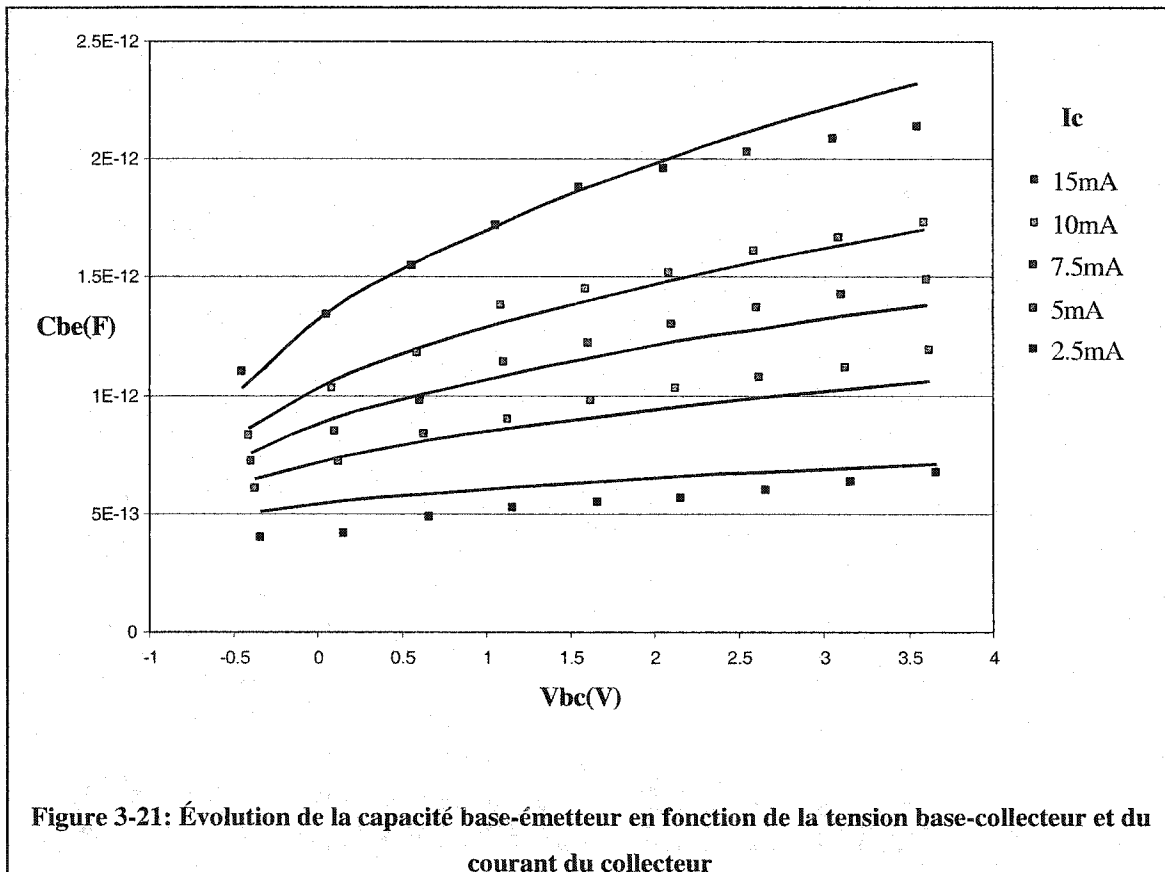
$$C_{jbe} = \frac{C_{jbeo}}{\left(1 - \frac{V_{be}}{V_{jbe}}\right)^{m_{jbe}}} \quad \text{Eq 3-25}$$

$$C_{sbe} = \left(\beta_1 + \beta_2 \sqrt{1 - \frac{V_{bc}}{\phi}} \right) I_c \quad \text{Eq 3-26}$$

avec C_{jbe} , V_{jbe} , m_{jbe} , β_1 , β_2 et ϕ sont les paramètres du modèle de la capacité base-émetteur.

La figure 3-21 montre l'évolution du modèle et des valeurs extraites de la capacité base-émetteur en fonction du courant de courant du collecteur et de la tension base-

collecteur. Nous avons développé sous le Logiciel Matlab un algorithme d'optimisation basé sur la méthode des moindres carrées (fminsearch) qui permet de déterminer les paramètres du modèle de la capacité. La moyenne des erreurs normalisées entre les valeurs extraites et le modèle de la capacité base-émetteur reste inférieure à 7%.



b- Capacité base-collecteur

Comme la capacité base-émetteur, la capacité base-collecteur est modélisée par la somme d'une capacité de jonction et une capacité de stockage, mais, cette dernière n'intervient qu'en régime saturé, c'est pour cela que nous n'en tenons pas compte. La capacité de jonction est distribuée en une partie extrinsèque C_{bc} et une partie intrinsèque

C_{cc} . D'après le modèle adopté, seule la capacité C_{cc} est modulé par le courant du collecteur.

Ces deux capacités sont modélisées par les deux équations suivantes :

$$C_{bc} = \frac{C_{jbc}}{\left(1 - \frac{V_{bc}}{V_{jbc}}\right)^{m_{jbc}}} \quad \text{Eq 3-27}$$

$$C_{cc} = \frac{C_{jcc}}{\left(1 - \frac{V_{bc}}{V_{jcc}}\right)^{m_{jcc}}} \left(1 - \frac{I_c}{I_o}\right) \quad \text{Eq 3-28}$$

avec C_{jbc} , V_{jbc} , m_{jbc} , C_{jcc} , V_{jcc} , m_{jcc} , I_o sont des paramètres du modèle.

Les figures 3-22 et 3-23 montrent l'évolution des capacités C_{bc} et C_{cc} en fonction du courant de collecteur et de la tension base-collecteur. D'après ces figures nous pouvons constater que la capacité C_{cc} est modulée en fonction du courant de collecteur alors que la capacité C_{bc} ne l'est pas.

Nous avons également développé sous le Logiciel Matlab un algorithme d'optimisation basé sur la méthode des moindres carrées (fminsearch) qui permet de déterminer les paramètres du modèle des capacités C_{bc} et C_{cc} . La moyenne des erreurs normalisées entre les valeurs extraites et le modèle de la capacité C_{bc} reste inférieure à 10%, celle de la capacité C_{cc} reste inférieure à 6%.

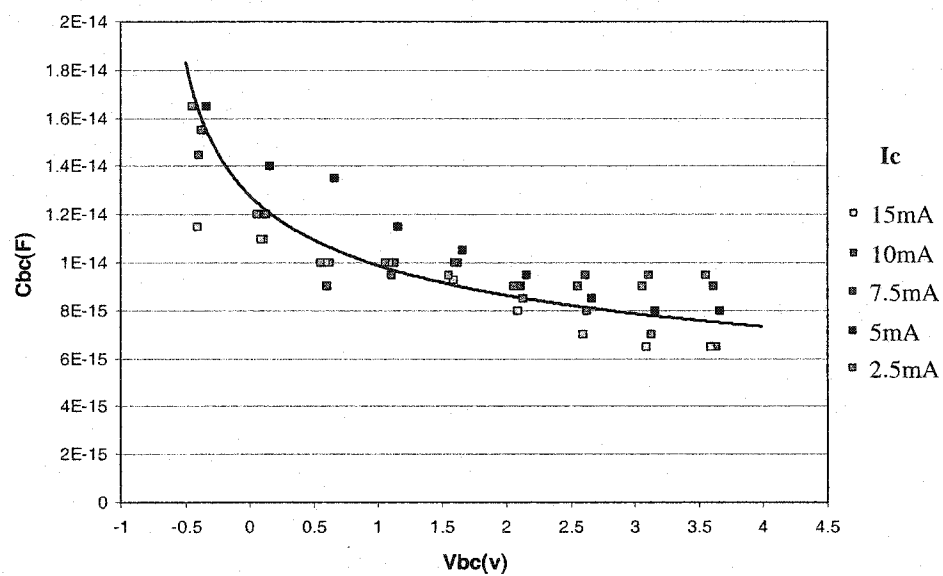


Figure 3-22 : Évolution de la capacité base-collecteur extrinsèque en fonction de la tension base-collecteur et du courant du collecteur

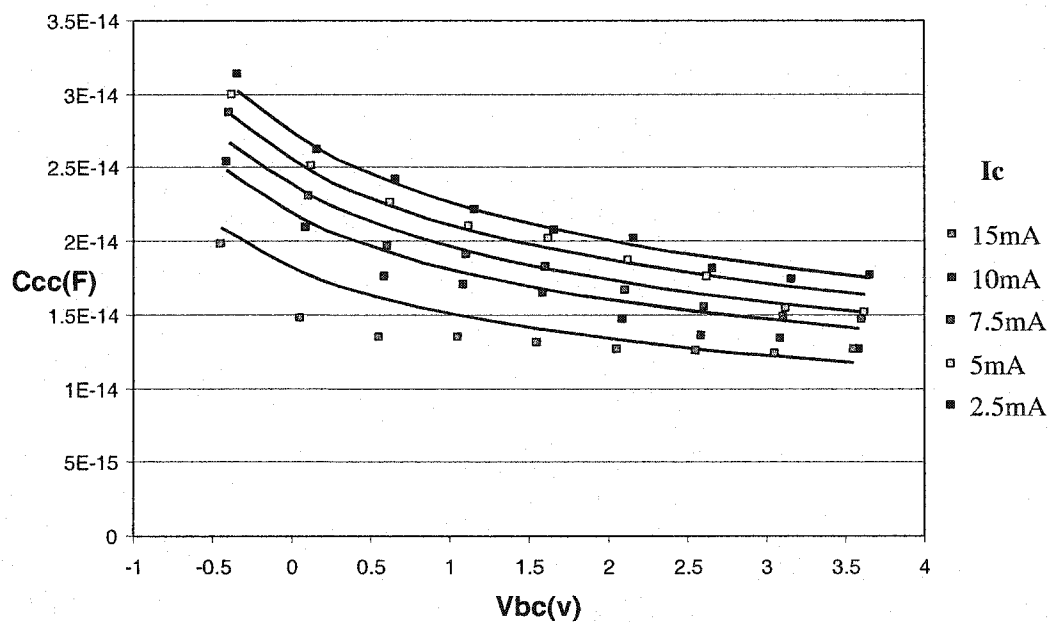


Figure 3-23 : Évolution de la capacité base-collecteur intrinsèque en fonction de la tension base-collecteur et du courant du collecteur

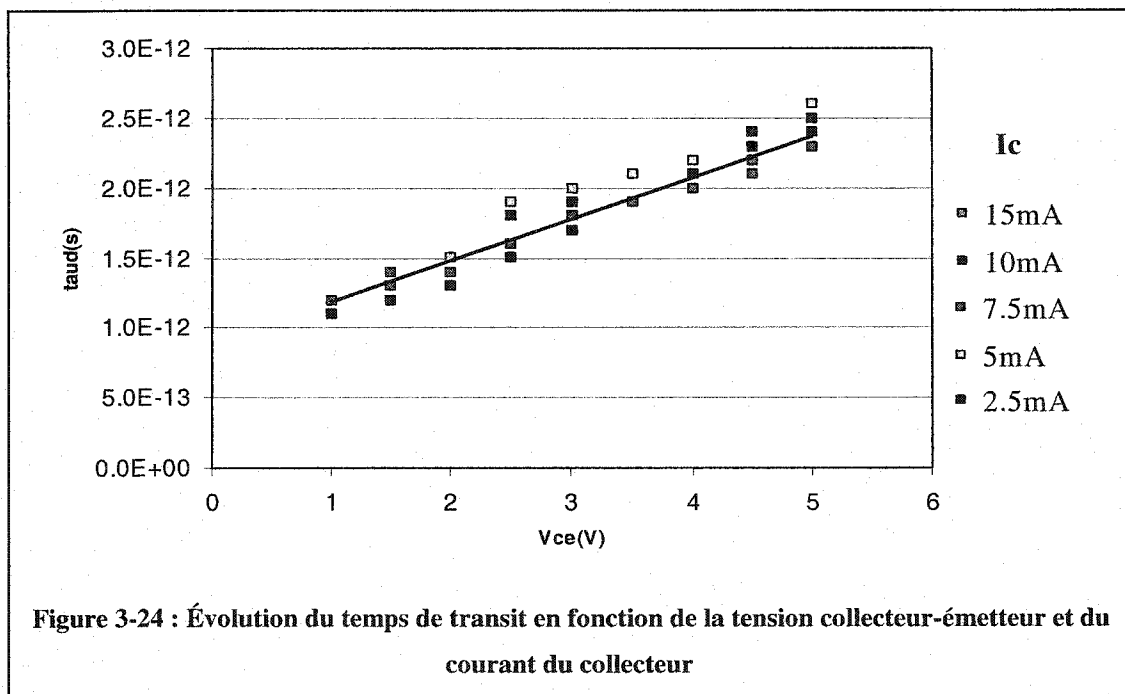
c- Temps de transit

L'extraction du schéma équivalent petit-signal nécessite la prise en compte du temps de transit τ_d associé à la transconductance collecteur émetteur. Ce retard de phase est associé au courant de collecteur pour le modèle grand-signal ($\exp(-j2\pi f \tau_d)$ avec f est la fréquence). La technique d'extraction petit-signal que nous avons utilisée dans notre modélisation permet de déterminer analytiquement τ_d . L'équation que nous avons utilisé pour modéliser la variation de τ_d est une équation linéaire en fonction de la tension collecteur-émetteur :

$$\tau_d = \alpha_1 + \alpha_2 V_{ce} \quad \text{Eq 3-29}$$

avec α_1 et α_2 sont des paramètres du modèle.

La figure 3-24 représente les évolutions de τ_d extrait analytiquement et du modèle de τ_d donné par l'équation 3-29 en fonction du courant du collecteur et de la tension collecteur-émetteur. La moyenne des erreurs normalisées ne dépasse pas 5%.



3.3.3.2. Résultats de simulation petit-signal

Les paramètres dynamiques du nouveau modèle empirique sont extraits en suivant la technique d'extraction petit-signal expliquée dans l'article [19], et ce, en se servant des mesures paramètres S à différents points de polarisation. Nous avons remarqué que le g_{mo} déterminé à partir du modèle empirique DC était supérieur à celui déterminé à partir de la technique d'extraction petit-signal. Cet écart se voit essentiellement sur le paramètre S_{21} simulé. Pour corriger l'écart au niveau de S_{21} , nous avons dû modifier la valeur de la résistance R_e . Une fois les paramètres petit-signal extraits pour plusieurs points de polarisation, nous avons déterminé les paramètres des équations 3-25 à 3-29 qui permettent d'avoir un bon ajustement avec les valeurs des paramètres extraits. Le tableau 3-3 représente les valeurs de ces paramètres pour le transistor HBT1.

Ces paramètres sont par la suite utilisés dans les équations des capacités et du temps de transit du circuit de la figure 3-8 pour faire des simulations paramètres S . Nous avons dû enlever les capacités et les inductances parasites parce que les mesures paramètres S dont nous avons disposé sont déjà "de-embeddées".

Les figures 3-25 et 3-26 montrent une comparaison entre les mesures et les simulations paramètres S du transistor HBT1 pour deux différents points de polarisation. Ces résultats petit-signal illustrent, encore une fois, la précision du nouveau modèle empirique. Nous avons ainsi validé le nouveau modèle empirique pour les modes d'opération DC et petit-signal. Fautes de disposer de mesures grand-signal, nous n'avons pas pu comparer les résultats de simulation grand-signal du modèle avec des mesures potentielles. Cependant, nous avons fait des simulations grand-signal avec le nouveau modèle empirique pour tester sa convergence. Ceci fera l'objet de la prochaine section.

Paramètres	HBT 1
C_{jbe} (F)	1.26e-14
V_{jbe} (V)	1.5285
m_{jbe}	1.7708
β_1	-2.61e-12
β_2	4.08e-11
ϕ (V)	0.61
C_{jbc} (F)	1.28e-14
V_{jbc} (V)	0.713
m_{jbc}	0.295
C_{jcc} (F)	2.922e-14
V_{jcc} (V)	1.35
m_{jcc}	0.343
I_o (A)	0.04
α_1	8.878e-13
α_2	2.967e-13
R_{bb} (Ω)	6.4
R_e (Ω)	1

Tableau 3-3 : Paramètres dynamiques du nouveau modèle empirique pour le transistor HBT1

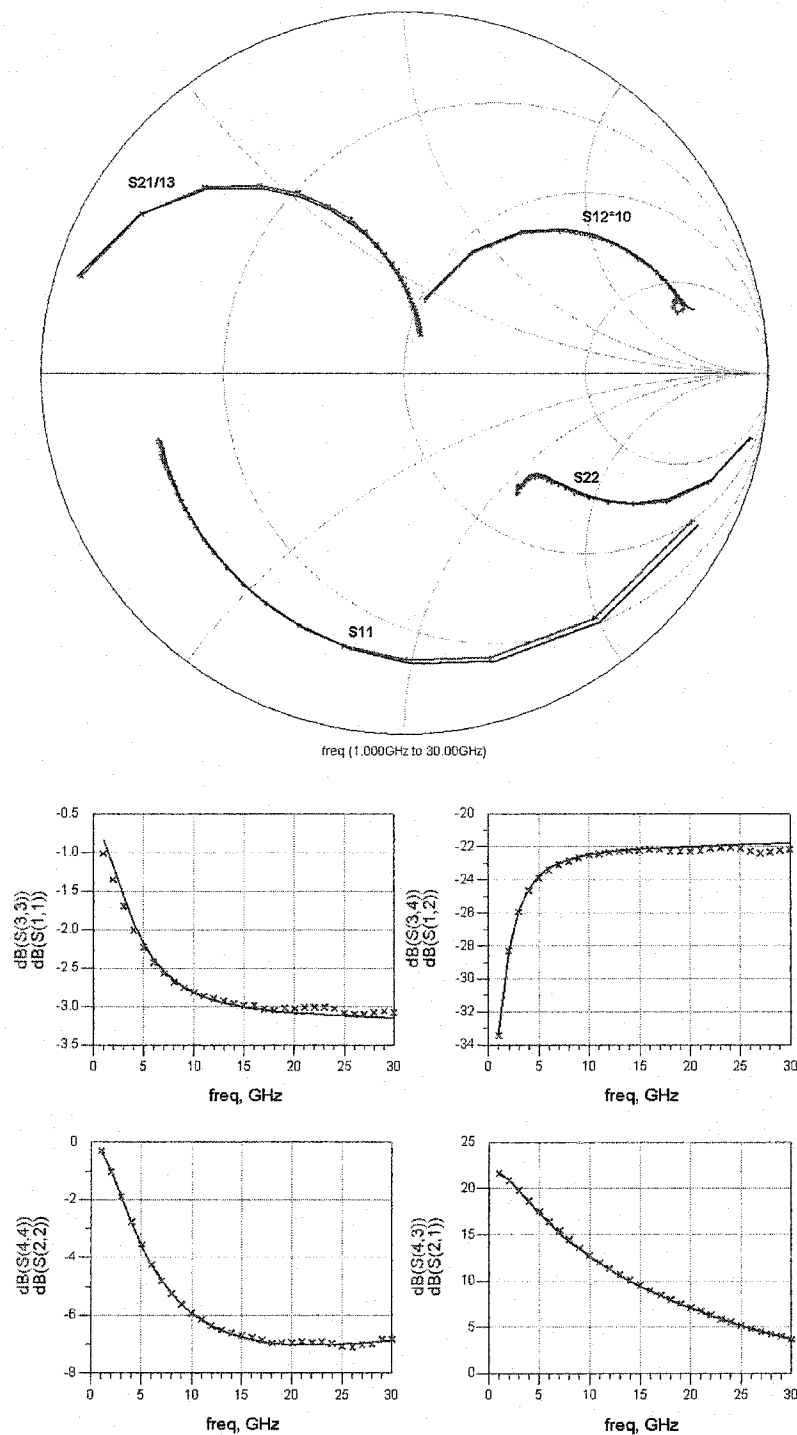


**Figure 3-25 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+)
Paramètres S du HBT1 (Point de Polarisation $V_{ce}=1.5V$, $I_c=5mA$)**

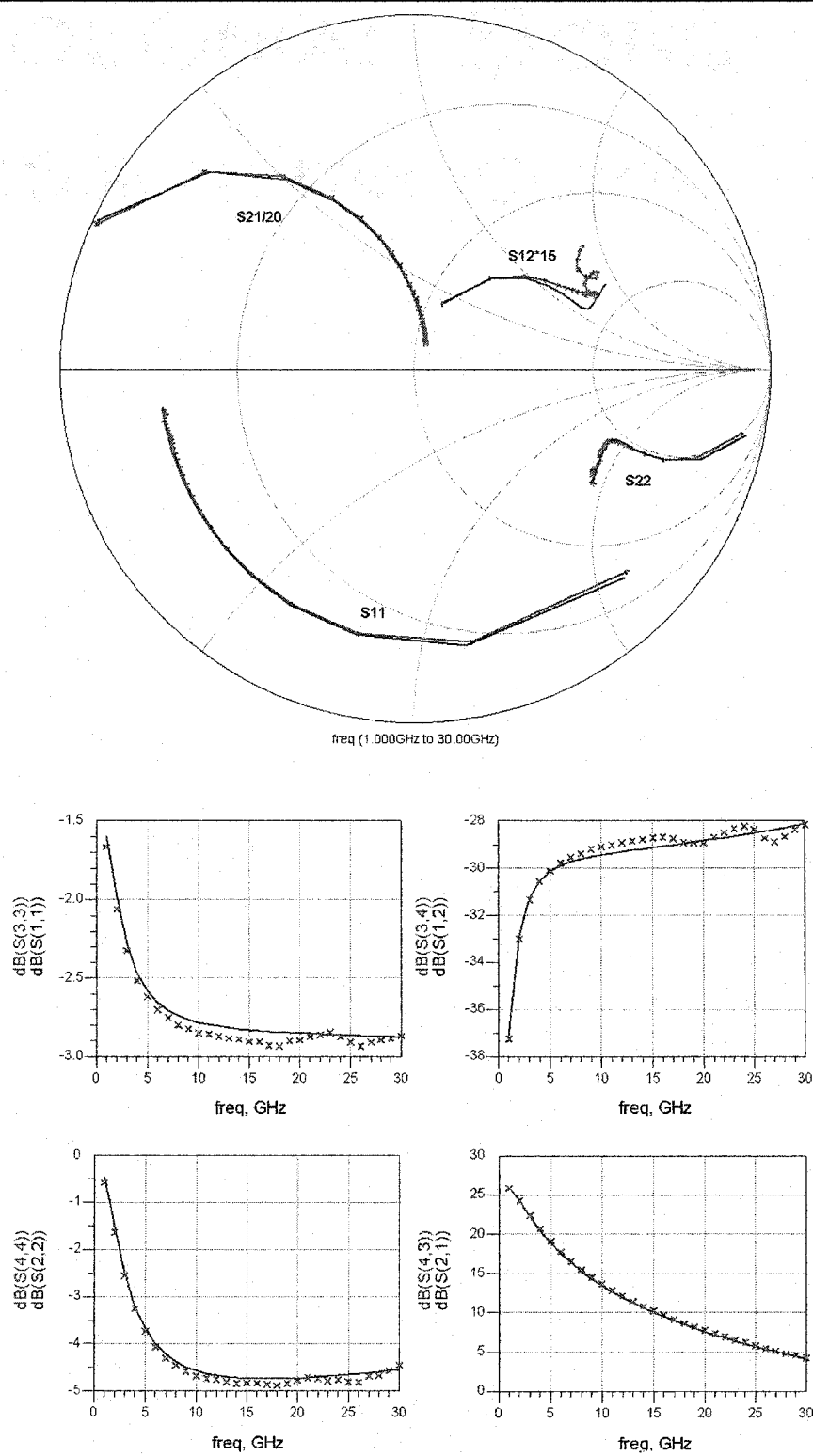
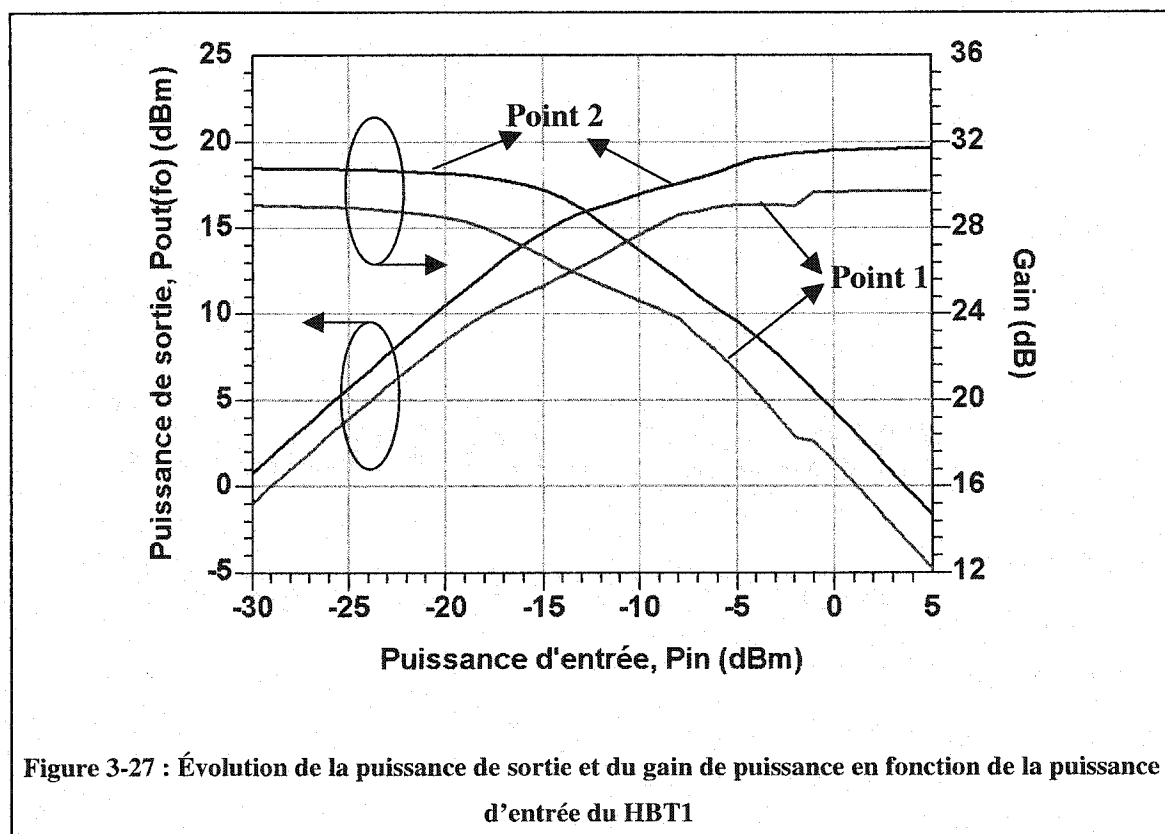


**Figure 3-26 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+)
Paramètres S du HBT1 (Point de Polarisation $V_{ce}=2.5V$, $I_c=10mA$)**

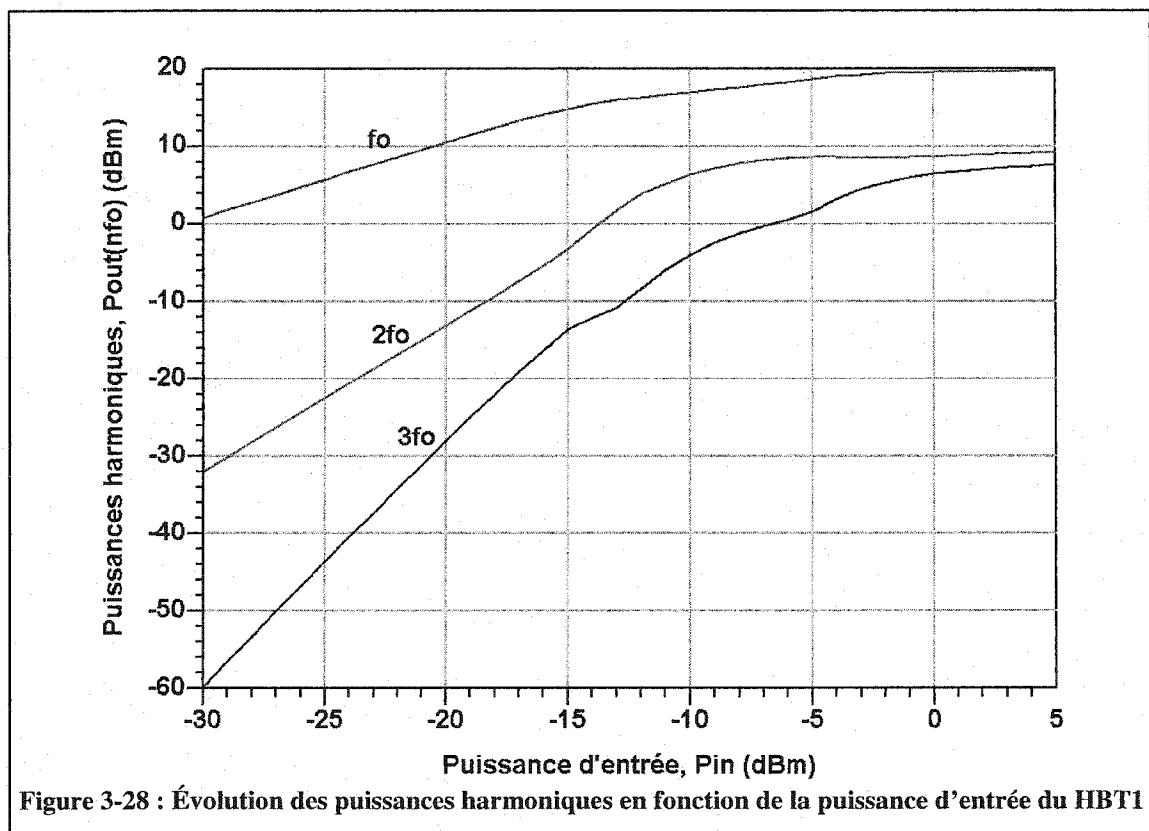
3.3.4. Analyse grand signal

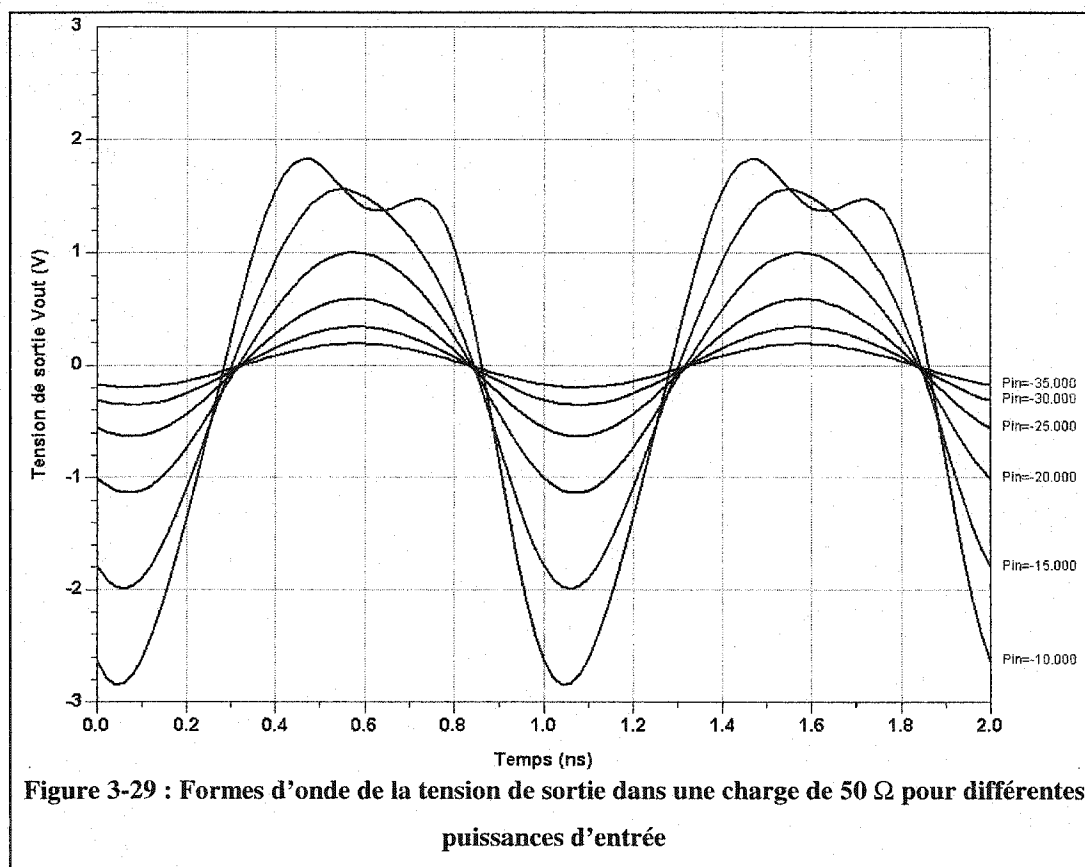
Le modèle grand-signal a été implanté dans le simulateur non-linéaire ADS 2002. Les valeurs des paramètres du modèle sont celles données par les tableaux 3-2 et 3-3 du transistor HBT1. Les caractéristiques grand-signal du dispositif sont simulées en utilisant le nouveau modèle empirique. La technique d'équilibrage harmonique présente dans le simulateur ADS permet de calculer les caractéristiques de puissance et de gain en fonction de la puissance d'entrée. Cette technique est décrite en détail dans [53].

La figure 3-27 représente l'évolution simulée de la puissance à la sortie du HBT1 et du gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée à la fréquence 1Ghz pour deux points de polarisation (point 1 : $I_b=150\text{mA}$, $V_{ce}=4\text{V}$ et point 2 : $I_b=300\text{mA}$ et $V_{ce}=4\text{V}$). Ce résultat montre la convergence et les prédictions du nouveau modèle empirique des caractéristiques grand-signal des transistors bipolaires à hétérojonction.



La figure 3-28 représente l'évolution simulée des puissances de sortie des trois premières harmoniques ($f = 1, 2$ et 3 GHz) en fonction de la puissance d'entrée pour le point de polarisation ($I_b = 300\text{mA}$ et $V_{ce} = 4\text{V}$). De cette figure, on peut constater que le modèle prédit les niveaux de puissances harmoniques sur une grande plage dynamique. Pour une puissance d'entrée inférieure à -20 dBm le gain est linéaire, au-delà de cette puissance le signal de sortie commence à être distordu, il s'agit de la zone de compression. Les niveaux de puissance de la deuxième et la troisième harmonique $P_{out}(2f_0)$ et $P_{out}(3f_0)$, sont au moins 10 dB plus faible que le niveau de puissance de la fréquence fondamentale. La même observation s'applique aussi aux formes d'ondes de la tension de sortie pour différentes puissances d'entrée (figure 3-29). La distorsion dans les formes d'ondes est présente pour une puissance d'entrée supérieure à -20 dBm.





3.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un nouveau modèle empirique grand-signal pour la modélisation des transistors bipolaires à Hétérojonction. Ce modèle est basé sur un ancien modèle empirique dont les équations ne permettaient pas de capter tous les phénomènes et caractéristiques liés aux transistors TBH. Nous avons donc développé de nouvelles équations qui permettent, quant à elles, de prédire avec précision les comportements des transistors TBH pour les trois modes d'opération DC, petit-signal et grand-signal.

Nous avons également développé une approche systématique pour l'extraction des paramètres du nouveau modèle basée sur un nombre de mesures limité. Ceci consiste à extraire en premier lieu les paramètres statiques : les résistances d'accès à partir des

mesures Fly-back, les paramètres du courant I_b à partir des mesures Gummel-direct à différentes températures et les paramètres du courant du collecteur à partir des courbes I_c - V_{ce} .

La deuxième étape consiste à extraire les paramètres dynamiques du modèle. Une technique d'extraction analytique a été utilisée pour extraire les capacités non-linéaires, la résistance R_{bb} ainsi que le temps de transit en fonction du point de polarisation. Les paramètres modélisant les variations des capacités non-linéaires et du temps de transit en fonction de la polarisation sont enfin déterminés en utilisant un algorithme d'optimisation.

Le nouveau modèle empirique pour les transistors TBH étant entièrement déterminé, il est possible de l'utiliser pour toutes les simulations possibles. La comparaison des résultats de simulation du nouveau modèle empirique avec les mesures I_c - V_{ce} , Gummel-direct à différentes températures et paramètres S à différents points de polarisation a montré un très bon accord, ce qui nous a permis de valider le modèle pour les modes d'opération DC et petit-signal. Nous avons également fait des simulations grand-signal avec le nouveau modèle empirique pour voir sa convergence, mais sans avoir de mesures grand-signal pour pouvoir faire une comparaison.

Le nouveau modèle empirique a été implanté dans le simulateur non-linéaire HP-ADS 2002 sous la forme d'un SDD. Les simulations dans ce chapitre ont été faites sous ADS en utilisant ce modèle SDD. Dans le prochain chapitre, nous discutons des possibilités d'implantation d'un modèle non-linéaire dans ce simulateur en se servant de deux différents types de modèles prédéfinis sous ADS.

CHAPITRE IV

IMPLANTATION D'UN MODÈLE NON-LINÉAIRE SOUS LE SIMULATEUR HP-ADS

4.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons décrit en détail les étapes du développement du nouveau modèle empirique grand-signal pour les transistors TBH. Nous avons également présenté les résultats de simulations de ce modèle pour différents modes d'opérations. Pour ce faire, nous étions amenées à l'implanter dans un simulateur non-linéaire sous forme d'un dispositif défini par un symbole et des équations. Il s'agit du modèle SDD d'ADS. Le simulateur ADS permet également à ses utilisateurs à travers une interface graphique de créer leurs propres modèles compilés (UCM), ceci demande plus de temps et de précision parce qu'il faut définir la structure du modèle et écrire le code associé en langage de programmation C.

Dans ce chapitre nous présentons les deux types de modèles prédéfinis sous ADS, à savoir, le modèle SDD et le modèle UCM [54]. Nous présentons pour chaque modèle les caractéristiques et les détails de définition. Nous détaillons par la suite les procédures d'implantation du modèle Gummel-Poon modifié et du nouveau modèle empirique grand-signal.

4.2. Modèle SDD

Dans cette section nous présentons le modèle SDD d'ADS. Ce dispositif offre la possibilité de créer un modèle non-linéaire, défini par un utilisateur, capable de simuler les comportements grand-signal et petit-signal d'un dispositif non-linéaire sans recourir à un langage de programmation.

4.2.1. Caractéristiques d'un modèle SDD

Les techniques disponibles dans ADS pour modéliser les dispositifs non-linéaires étaient limitées ou encombrantes. Une des techniques serait de modéliser les équations du

dispositif en utilisant des composants discrets, généralement des résistances, des capacités, des inductances et des sources commandées. Puisque la plupart des simulateurs considèrent généralement ces dispositifs comme linéaires, cette approche pourrait être utilisée pour modéliser le comportement petit-signal du dispositif non-linéaire, mais elle ne peut en aucun cas réaliser des simulations DC et d'équilibrage harmonique. Une deuxième approche serait d'employer des bases de données de mesures de paramètres S pour modéliser le dispositif, mais cette approche modélise seulement le comportement petit-signal.

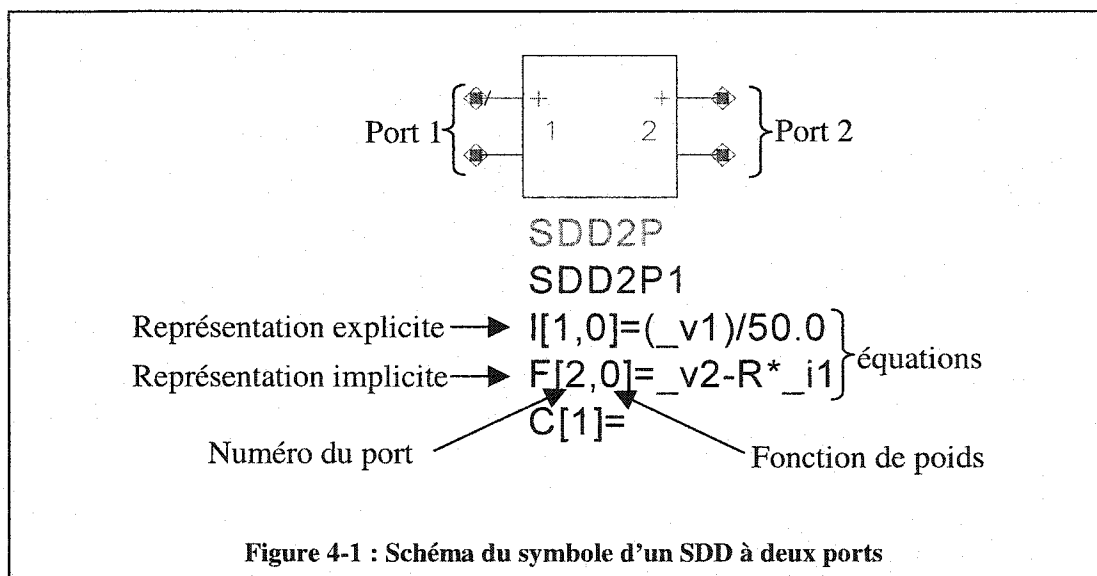
La seule technique disponible pour développer un modèle qui simule à la fois les comportements grand-signal et petit-signal d'un dispositif non-linéaire exige l'écriture du code source qui est une tâche qui demande beaucoup de temps et de concentration. De plus, il faut que le simulateur soit lié au code compilé.

Le modèle SDD est un composant basé sur des équations qui permettent de définir rapidement et facilement des composants non linéaires. Les modèles SDD sont des dispositifs multi-ports qui peuvent être modélisés directement sur un schéma. La définition du modèle SDD se fait par l'indication des équations qui relient les ports de courant, les ports de tension, et leurs dérivés. Une fois qu'un modèle est défini, il peut être utilisé avec n'importe quel type de simulation de circuit dans ADS et les dérivés sont automatiquement calculés pendant la simulation.

Le modèle SDD offre ainsi une manière simple et rapide de développement et de modification des modèles complexes. Leurs équations peuvent être modifiées facilement, et les résultats de simulation peuvent être comparés aux données mesurées avec ADS.

4.2.2. Développement d'un modèle SDD

Un modèle SDD est ajouté à la fenêtre du schématique de ADS de la même façon que d'autres composants sont ajoutés et reliés à un circuit. Le modèle SDD est représenté par un dispositif à n ports ($n < 10$). Les équations qui indiquent la tension et le courant d'un port sont définies comme fonctions des autres tensions et courants. À chaque port du SDD, on associe des variables de courant et tension, notées $_i$ et $_v$, respectivement. La figure 4-1 représente un schéma d'un modèle SDD à deux ports.



Un dispositif à n ports est bien défini quand il est décrit par n équations appelées *relations constitutives* qui relient les courants et les tensions des n ports. Les modèles SDD sont utilisés pour la modélisation des dispositifs non-linéaires, leurs relations constitutives sont définies dans le domaine de temps et peuvent être définies selon des représentations explicites ou implicites.

Pour une représentation explicite, le courant au port k est défini comme une fonction des tensions des autres ports :

$$i_k = f(v_1, v_2, \dots, v_n) \quad \text{Eq 4-1}$$

Quant à la représentation implicite, celle-ci utilise une relation implicite entre les différents ports de courant et tension :

$$f_k(v_1, v_2, \dots, v_n, i_1, i_2, \dots, i_n) = 0 \quad \text{Eq 4-2}$$

Une fonction de poids est une expression qui dépend de la fréquence et utilisée pour le déphasage du spectre d'un port de courant. Les fonctions de poids sont évaluées dans le domaine fréquentiel. Il y a deux fonctions de poids prédéfinies. La fonction 0 est défini pour une multiplication par 1. La fonction 1 est définie comme $j.w$ et est employée pour une dérivée par rapport au temps. D'autres fonctions de poids peuvent être définies à partir de numéro 2 et correspondre à un temps de déphasage ou à un filtre passe-bas ou à un filtre passe-haut. Un exemple d'une fonction de poids définie pour un temps de déphasage est donné par l'expression suivante:

$$H[2] = e^{-j.w.td} \quad \text{Eq 4-3}$$

Il est possible d'associer plus d'une fonction à un port, mais, ces fonctions doivent être implicites ou explicites et chaque port doit avoir au moins une équation. Quand on associe plus d'une équation à un port, le modèle SDD évalue chaque expression, la convertie dans le domaine spectral et lui affecte sa fonction de poids. Le spectre final est obtenu par addition des différents spectres.

Plusieurs algorithmes de résolution de circuits utilisés par le simulateur ADS sont basés sur l'algorithme de Newton-Raphson. Par conséquent, les fonctions utilisées par le modèle SDD doivent être continues et dérivables par rapport au courant et à la tension,

mais, il n'est pas nécessaire que leurs dérivées soient continues. Bien que la continuité des dérivées ne soit pas indispensable, une fonction du modèle SDD dont la dérivée n'est pas continue peut engendrer des problèmes de convergence même pour de faibles puissances.

La documentation du simulateur ADS offre des exemples qui montrent comment utiliser les modèles SDD pour définir des composants non-linéaires de circuits, tels que, les résistances, capacités et inductances non-linéaires, le modèle de diode et le modèle Gummel-Poon conventionnel.

Donc, nous nous sommes servis de ce modèle SDD en premier temps pour implanter le nouveau modèle empirique et pour pouvoir l'utiliser dans des simulations et les comparer avec les mesures. Nous présentons dans la prochaine section un autre modèle prédéfini par ADS, il s'agit du modèle compilé.

4.3. Modèle UCM

Nous présentons dans cette section les caractéristiques d'un modèle compilé et les procédures générales de développement des modèles linéaire et non-linéaire.

4.3.1. Caractéristiques d'un modèle UCM

L'outil de développement des modèles compilés de ADS fournit une interface graphique qui permet de créer différents modèles de composants. Pour utiliser cet outil, un compilateur approprié de C++ doit être installé sur l'ordinateur pour permettre de créer un lien entre le modèle compilé et l'exécutable original de ADS.

Un nombre illimité d'éléments compilés peut être écrit, compilé et lié à l'exécutable original de ADS. Un élément compilé peut être soit linéaire ou non-linéaire. Les éléments linéaires peuvent avoir jusqu'à 99 nœuds externes, alors que les éléments non-linéaires ne sont pas limités par rapport au nombre de nœuds internes et externes.

La réponse des éléments linéaires est calculée dans le domaine fréquentiel et déterminée à partir de la matrice S complexe ou la matrice Y complexe. La réponse des éléments non-linéaires est calculée dans le domaine temporel. Elle est caractérisée par des courants et des charges non-linéaires définis à chaque nœud et leurs dérivées par rapport aux tensions. Les analyses utilisées au cours de l'exécution du programme permettent la lecture de fichier et l'allocation et la désallocation de mémoire.

Le code écrit par l'utilisateur est compilé et lié au code objet du programme original de ADS pour créer un nouveau programme exécutable. Ce nouveau programme remplace le programme original d'ADS. Le code associé à un modèle quelconque dépend de ses paramètres, du type d'analyse, des nœuds de tension et de la fréquence d'analyse. Un modèle complet peut être développé, compilé et utilisé dans une simulation comme élément intégré sans quitter l'environnement de conception d'ADS.

Le modèle UCM offre ainsi une méthode complète de développement et de modification des modèles complexes linéaires ou non-linéaires. L'avantage de cet outil est qu'il ne fournit pas aux autres utilisateurs d'ADS les détails de développement d'un modèle et il s'avère plus efficace que le modèle SDD dans les simulations de plusieurs éléments en même temps dans l'environnement de conception. Cependant, le développement d'un modèle compilé nécessite beaucoup plus de temps que le modèle SDD.

4.3.2. Développement d'un modèle UCM

La création d'un modèle compilé passe par quatre étapes principales :

- Définir des paramètres du modèle dont les valeurs seront saisies dans l'environnement de conception de ADS
- Créer le symbole
- Définir les nœuds internes et externes
- Écrire le code du modèle en langage C

Le langage AEL (Application Extension Language) d'ADS fournit le couplage entre les paramètres du modèle et le simulateur. L'outil de développement de modèles compilés fournit également un prototype de structure du code C auquel on peut ajouter les équations appropriées du modèle. Il existe des fonctions prédéfinies par le modèle compilé, ces fonctions permettent de faciliter le codage des éléments linéaires et non-linéaires. Nous détaillons par la suite les fonctions les plus utilisées pour le codage.

Le codage des éléments linéaires est différent de celui des éléments non-linéaires. Pour coder un élément linéaire, il faut suivre les étapes suivantes :

- Écrire la fonction *compute_y* qui renvoie la réponse linéaire. Cette fonction est du type booléen, la structure de cette fonction est la suivante :

```
boolean (*compute_y)(UserInstDef *pInst, double omega, COMPLEX *yPar);
```

**pInst* est un pointeur sur les paramètres du modèle, *omega* est égale à 2π fois la fréquence et **yPar* est un pointeur sur les paramètres Y qui permettent de caractériser le modèle linéaire. On peut calculer directement les paramètres Y du

modèle ou bien calculer les paramètres S puis faire la conversion en appelant la fonction *s_y_convert*.

- Écrire la fonction *compute_n* qui renvoie la réponse linéaire de bruit. Cette fonction est du type booléen et elle permet de calculer la matrice de corrélation de bruit. La structure de cette fonction est la suivante :

```
boolean (*compute_n)(UserInstDef *pInst, double omega, COMPLEX *yPar,
COMPLEX *nCor);
```

- Écrire les fonctions *pre-analysis* pour la lecture de fichier de données et *post-analysis* pour la libération de la mémoire.

Ainsi, une fois l'architecture du circuit linéaire est définie et par la suite sa matrice d'admittance Y, le codage de cet élément nécessite essentiellement l'écriture de la fonction *compute_y*, là où on définit la matrice Y.

En ce qui concerne les éléments non-linéaires, avant de les coder, il est nécessaire de définir les parties linéaires et non-linéaires et de numérotter les différents nœuds internes et externes. Le code associé à ces éléments est caractérisé par trois parties, à savoir, une partie linéaire, une partie non-linéaire et une partie AC dépendant de la polarisation. Une quatrième partie peut être ajoutée quand il s'agit d'une analyse de bruit en fonction de la polarisation, La fonction qui fait cette analyse est notée *analyze_ac_n*, elle permet de charger les paramètres de corrélation de bruit dépendant de la polarisation via la fonction *add_lin_n*. Nous détaillons dans ce qui suit les parties linéaire, non-linéaire et AC.

1- Partie linéaire

La partie linéaire est calculée dans le domaine fréquentiel et codée à partir de la fonction *analyze_lin*. Cette fonction doit charger la partie linéaire seulement (admittances complexes). Sa structure est la suivante :

```
boolean (*analyze_lin)(UserInstDef *userInst, double omega);
```

Chaque admittance est chargée via la fonction *add_lin_y*. Pour une branche d'admittance entre les nœuds *i* et *j*, quatre appels sont nécessaires : +y pour (i,i) et (j,j) et -y pour (i,j) et (j,i).

2- Partie non-linéaire

La partie non-linéaire est évaluée sur une base d'échantillonnage des tensions des différents nœuds dans le domaine temporel. La fonction utilisée pour faire cette analyse est *analyse_nl*. La structure de cette fonction est la suivante :

```
boolean analyze_nl(UserInstDef *userInst, double *vPin);
```

avec **vPin* est pointeur sur le vecteur de tensions des différents nœuds.

Cette fonction permet d'évaluer instantanément les courants, les charges et leurs dérivées par rapport aux nœuds de tensions. Le code introduit par l'utilisateur calcule les courants et les charges non-linéaires à chaque nœud. Leurs dérivées partielles par rapport aux nœuds de tension sont par la suite calculées pour déterminer les conductances et les capacités qu'on charge dans la matrice Jacobienne du circuit. Dans les analyses non-linéaires, les expressions des dérivées des courants et charges influencent la convergence du modèle, mais, n'ont aucun effet sur la solution finale. Les courants et charges sont saisis via la fonction *add_nl_iq* et les conductances et capacités sont chargées via la fonction *add_nl_gc*. Les structures de ces fonctions sont les suivantes :

```
add_nl_iq (UserInstDef *userInst, int iPin, double I, double q);
```

*add_nl_gc (UserInstDef *userInst, int iPin, int jPin, double g, double c);*

avec iPin et jPin désignent les nœuds i et j respectivement. I, q, g et c désignent le courant, la charge, la capacité et la conductance.

3- Partie AC

La partie AC linéarise les éléments autour du point de polarisation DC et retourne l'admittance petit-signal dans le domaine fréquentiel. La fonction utilisée pour faire cette analyse est *analyse_ac*. La structure de cette fonction est la suivante :

*boolean analyze_ac(UserInstDef *userInst, double *vPin, double omega)*

Cette fonction permet de charger les admittances du circuit pour toutes ses branches (internes et externes) dans la matrice d'admittance Y. Si les conductances et les capacités dépendent de la fréquence, le résultat sera alors une combinaison de la partie linéaire et de la linéarisation de la partie non-linéaire.

Nous venons de voir les différentes parties que nous devons inclure dans le codage d'un modèle non-linéaire. Nous avons également vu les différentes fonctions qui sont prédéfinies dans ADS et qui permettent d'exécuter différents types d'analyse. Mis à part, le codage de ces fonctions, nous devons aussi définir et coder les différentes fonctions qui permettent de calculer les courants les charges et leurs dérivées par rapport aux nœuds du circuit. Les expressions des courants et charges aussi de leurs dérivées doivent avoir la forme suivante :

$$r_n = f(v_1(t), v_2(t), \dots, v_p(t), v_i(t-k), v_j(t-l), \dots)$$

Eq 4-4

avec r_n est l'expression du courant ou charge au nœud n , p est le nombre total des nœuds et k et l sont les déphasages de tension.

Les éléments, une fois codés et compilés convenablement, peuvent être utilisés dans des simulations linéaire, non-linéaire (équilibre harmonique), transitoire et d'enveloppe complexe. Nous devons, ainsi, faire attention aux expressions des courants, des charges et leurs dérivées parce qu'elles permettent de donner le résultat de la simulation en question et influencent la convergence du modèle.

4.4. Implantation du modèle Gummel-Poon Modifié

Nous avons implanté le modèle Gummel-Poon Modifié dont les équations sont données par la section 2-3-2 du chapitre 2. Il est certain que pour générer un modèle il faut définir son schéma équivalent et ses équations. Nous avons modifié le schéma équivalent du modèle Gummel-Poon Modifié afin de simplifier l'implantation du modèle sous ADS. En effet, dans ce modèle, le courant de base est modélisé par les diodes I_{be} , I_{pc} et I_a , nous avons remplacé ces diodes par une seule source de courant I_b (figure 4-2) dont la valeur est donnée par l'équation suivante :

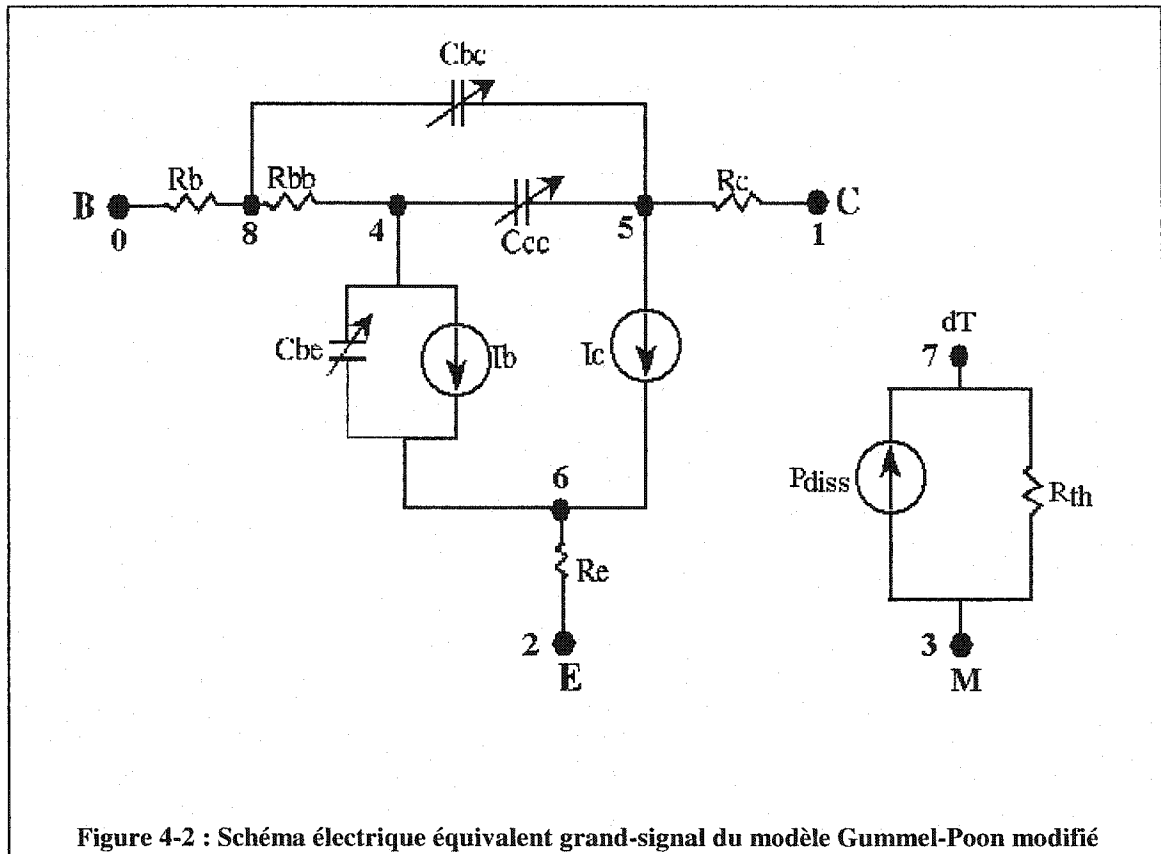
$$I_b = I_{be} + I_{pc} - I_a \quad \text{Eq 4-5}$$

Le courant du collecteur est modélisé par quatre diodes I_{cn} , I_{cr} , I_{pc} et I_a , nous avons remplacé ces diodes par une seule source de courant (voir figure 4-2) dont la valeur est donnée par l'expression suivante :

$$I_c = \frac{I_{cn}}{f_e \cdot f_k} - I_{cr} - I_{pc} + I_a \quad \text{Eq 4-6}$$

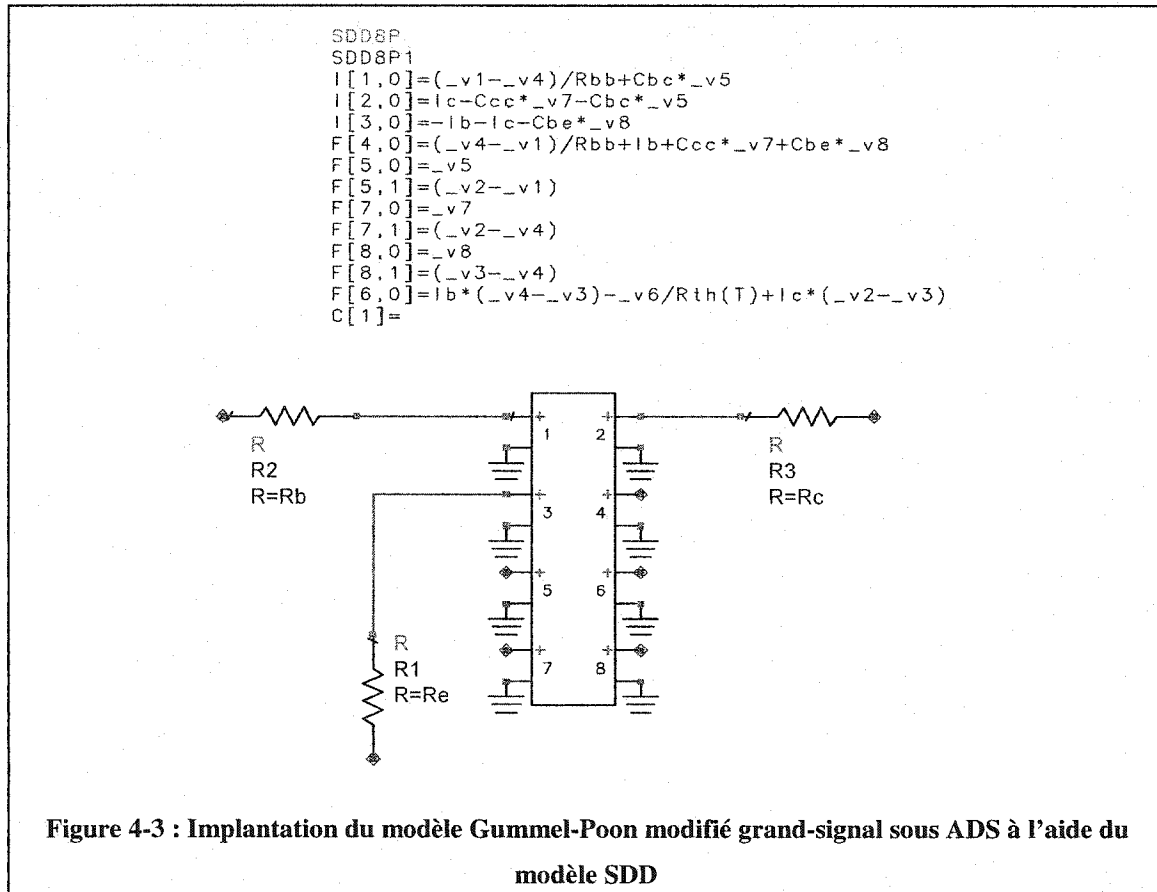
Le schéma équivalent inclut également l'effet de la température de jonction modélisé par le circuit thermique de la figure 4-2. Nous avons également ajouté dans le schéma

équivalent grand-signal la résistance de base R_{bb} et les capacités de jonction non-linéaires C_{bc} , C_{be} et C_{cc} dont les expressions sont données par la formule 2-29.



Une fois que le schéma équivalent du modèle est établi et ses équations et paramètres sont définis, on peut procéder à l'implantation du modèle sous ADS. Le schéma 4-3 représente le modèle Gummel-Poon modifié grand-signal implanté sous ADS à l'aide d'un modèle SDD 8 ports, les trois premiers ports désignent respectivement les nœuds 8, 5, 6 de la figure 4-2 et sont définis avec des équations explicites introduisant les courants de base, collecteur et émetteur. Les ports 4 et 6 du modèle SDD sont définis avec des équations implicites pour introduire la résistance R_{bb} et l'effet thermique. Enfin les ports 5, 7 et 8 sont définis avec des équations implicites pour introduire les capacités non-linéaires C_{bc} , C_{be} et C_{cc} . Nous avons utilisé le modèle de résistances linéaires d'ADS,

pour connecter les résistances R_b , R_c et R_e respectivement aux ports 1, 2 et 3 du SDD. Les équations et les paramètres du modèle sont introduits à l'aide du composant *variables and equations* de ADS.



A partir de l'interface graphique de création de modèles compilés disponible sous ADS, nous définissons tout d'abord le type de structure non-linéaire, ensuite, les paramètres, le symbole et les nœuds externes et internes du modèle. La numérotation des nœuds du modèle est celle présentée dans la figure 4-2. Les nœuds externes sont numérotés dans un premier temps à partir de 0. Enfin, nous procédons à l'écriture du code en langage C. La structure du code est celle des éléments non-linéaires. Elle est constituée de trois parties à savoir, la partie linéaire, la partie non-linéaire et la partie AC telle qu'expliquée dans la section précédente. Nous avons créé une fonction *HBT_model*

qui a comme arguments les paramètres du modèle et les tensions instantanées dans les différents nœuds et comme variables de sorties les courants, les charges, les conductances et les capacités dans les différents nœuds. Nous avons vérifié la continuité et la dérivabilité des différentes expressions pour ne pas avoir des problèmes de convergence dans les simulations. Le code que nous avons développé inclut les effets Kirk et Early, l'effet d'avalanche, les effets d'auto-échauffement et la température externe ainsi que les capacités de jonction données par la formule 2-29. Une fois le programme finalisé et compilé correctement, le nouveau programme exécutable remplacera le programme de ADS original et servira pour simuler le nouveau modèle dans plusieurs modes d'opération.

Par comparaison du développement du modèle SDD et du modèle compilé, nous avons constaté qu'il est plus facile d'écrire et de corriger un modèle SDD, parce que les modèles compilés demandent beaucoup plus de détail et d'exigence au niveau de la continuité des différentes expressions.

Pour valider le modèle UCM du modèle Gummel-Poon modifié grand-signal implantés sous le simulateur HP-ADS, nous l'avons comparé aux résultats de simulation du modèle SDD pour les modes d'opération DC, petit-signal et grand-signal. Nous avons utilisé les valeurs des paramètres statiques de l'article [7]. Pour les paramètres des capacités non-linéaires et de la résistance R_{bb} , nous avons pris les valeurs données par le tableau 4-1.

Les figures 4-4 et 4-5 présentent une comparaison des simulations I_c - V_{ce} et Gummel-Direct des modèles UCM et SDD associés au modèle Gummel-Poon modifié grand-signal. On voit avec précision la cohérence des résultats donnés par les deux différents modèles. Ce résultat montre la validité et la convergence du modèle UCM pour le mode d'opération DC. Les deux modèles ont été utilisés pour des simulations petit-signal. Les figures 4-6 et 4-7 montrent une comparaison des deux modèles pour deux différents

points de polarisation ($V_{ce}=2V$, $I_b=50\mu A$ et $V_{ce}=4V$, $I_b=150\mu A$). Ce résultat montre encore la validité et la convergence du modèle UCM pour le mode d'opération petit-signal.

Paramètres	Valeurs
Cbco (F)	1.2e-14
Vbco (V)	0.7
Mbco	0.3
Ccco (F)	3e-14
Vcco (V)	1.35
Mcco	0.35
Cbeo (F)	8e-14
Vbeo (V)	1.5
Mbeo	1.77
Rbb (Ω)	6.1

Tableau 4-1 : Valeurs des paramètres des capacités de jonction non-linéaires

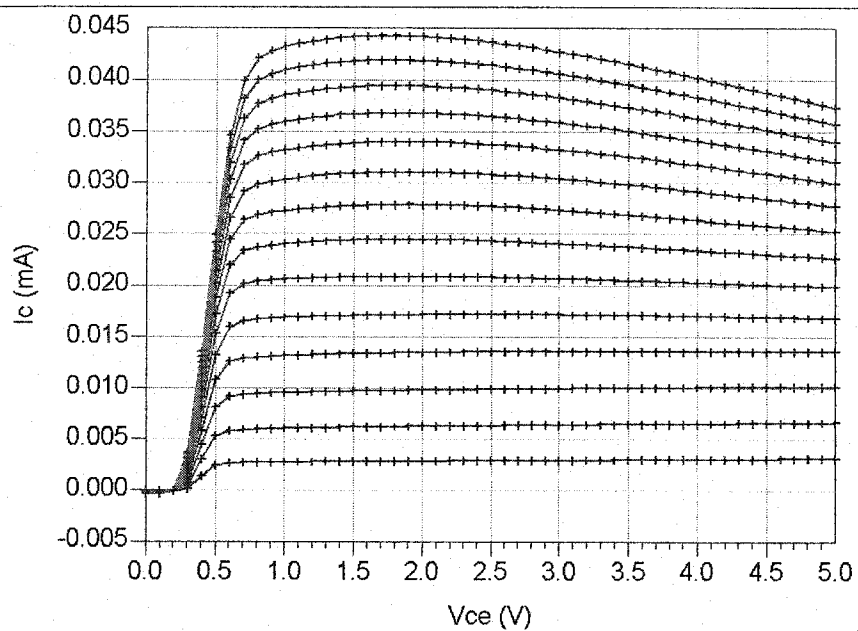


Figure 4-4 : Comparaison des simulations I_c - V_{ce} des modèles SDD (+) et UCM (-)

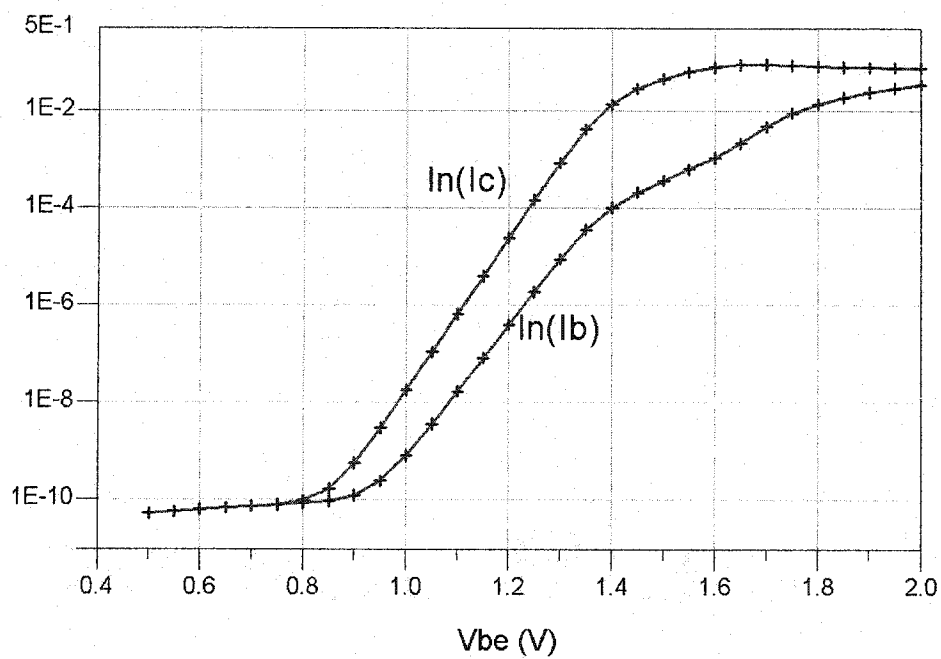


Figure 4-5 : Comparaison des simulations Gummel-Direct des modèles SDD (+) et UCM (-)

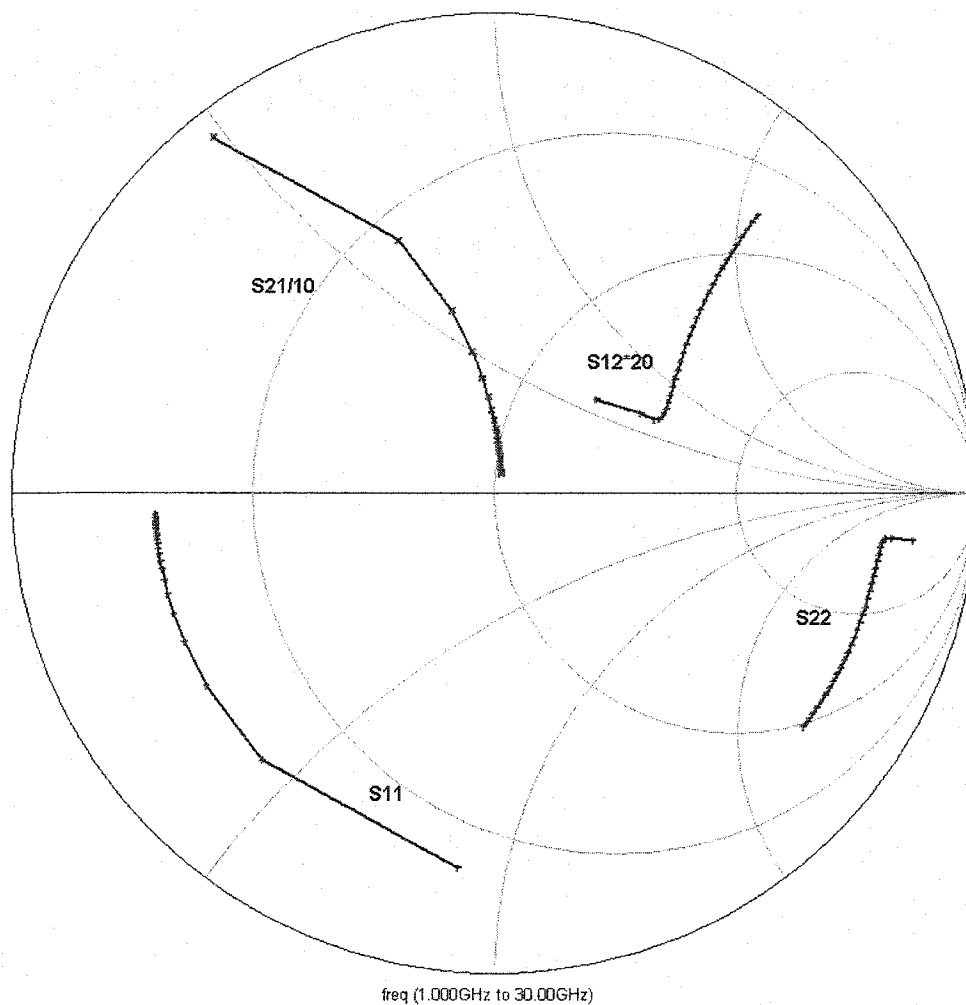
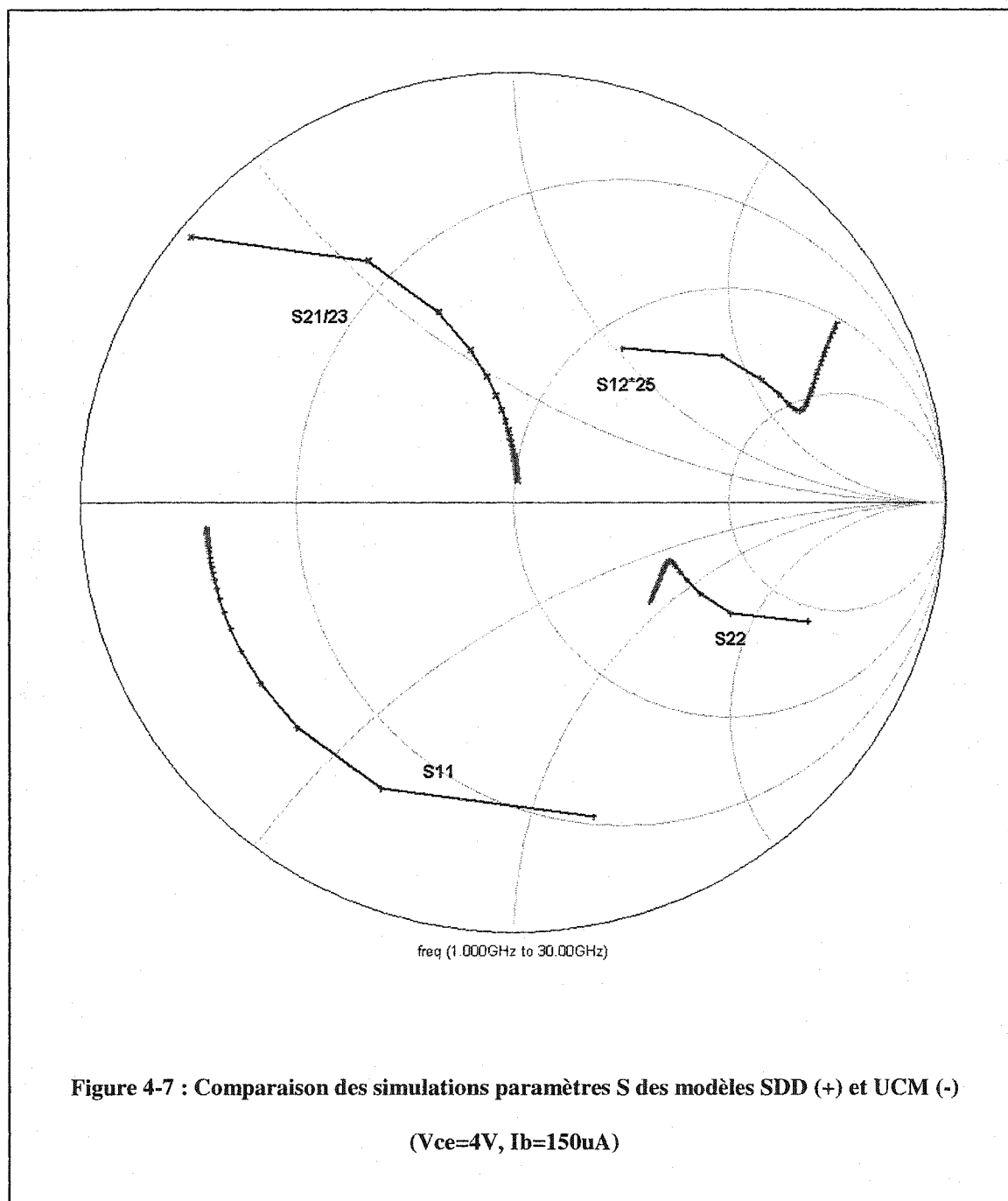


Figure 4-6 : Comparaison des simulations paramètres S des modèles SDD (+) et UCM (-)

(Vce=2V, Ib=50uA)



Nous avons également comparé les puissances harmoniques de sortie des modèles SDD et UCM en fonction de la puissance d'entrée simulées avec la méthode d'équilibrage harmonique d'ADS. Les figures 4-8 et 4-9 montrent les résultats de simulation pour les deux modèles pour deux différents points de polarisation ($V_{ce}=4V$, $I_b=150\mu A$ et $V_{ce}=4V$, $I_b=300\mu A$). En observant ces deux figures on peut constater que le modèle UCM prévoit avec précision les niveaux des puissances harmoniques sur une grande plage de puissance d'entrée. Ceci montre encore une fois la validité du modèle UCM associé au modèle Gummel-Poon modifié grand-signal pour le mode d'opération grand-signal. Reste à vérifier la convergence et la validité des modèles UCM et SDD lorsqu'on utilise plusieurs éléments de modèle dans un seul design.

4.5. Implantation du nouveau modèle empirique

Nous avons implanté le nouveau modèle empirique grand-signal sous ADS en utilisant le modèle SDD. Les détails de développement des équations de ce modèle sont donnés dans le chapitre 3. Le schéma électrique équivalent du modèle est le même que celui du modèle Gummel-Poon Modifié (figure 4-2), sauf qu'il n'y a pas de circuit thermique, car les effets d'auto-échauffement sont déjà inclus dans les équations du modèle. La figure 4-10 représente le nouveau modèle empirique implanté sous ADS à l'aide d'un modèle SDD 7 ports, les trois premiers ports désignent respectivement les nœuds 8, 5, 6 de la figure 4-2 et sont définis avec des équations explicites introduisant les courants de base, collecteur et émetteur. Le port 4 est défini avec une équation implicite pour introduire la résistance R_{bb} . Les ports 5, 6 et 7 sont définis avec des équations implicites pour introduire les capacités non-linéaires C_{bc} , C_{be} et C_{cc} définies par les formules 3-25, 3-26, 3-27 et 3-28. Les résistances linéaires R_b , R_c et R_e sont connectées, respectivement, aux ports 1, 2 et 3 du SDD. Les équations et les paramètres du modèle sont introduits à l'aide du composant *variables and equations* de ADS. Le temps de transit est introduit avec la fonction de poids $H[2]$.

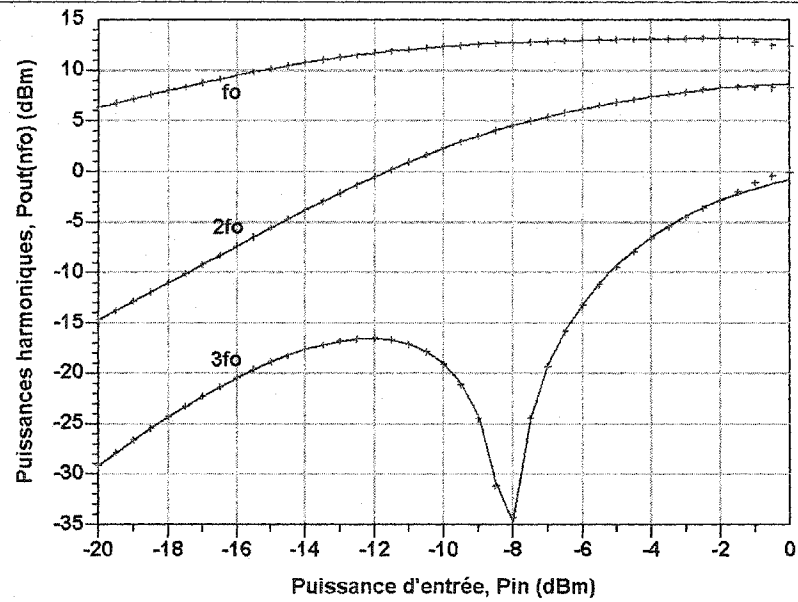


Figure 4-8 : Comparaison des puissances harmoniques des modèles SDD (+) et UCM (-)

($V_{ce}=4V$, $I_b=150\mu A$)

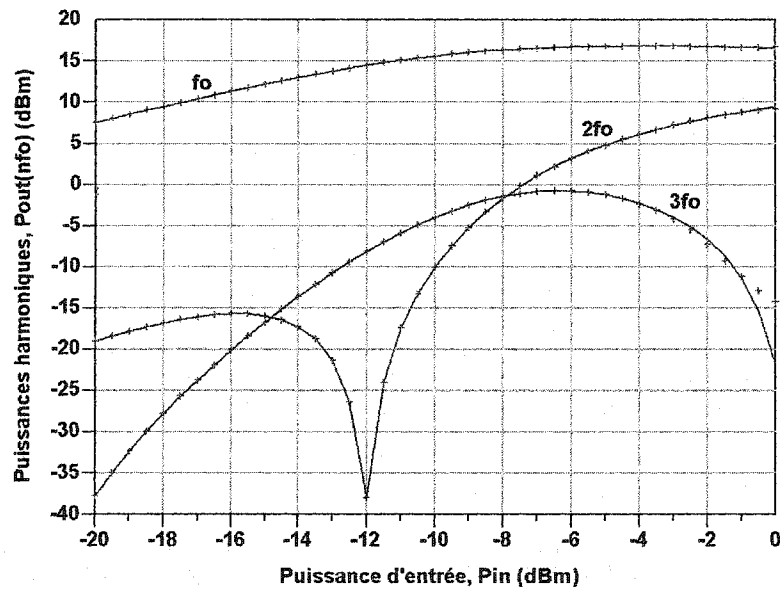
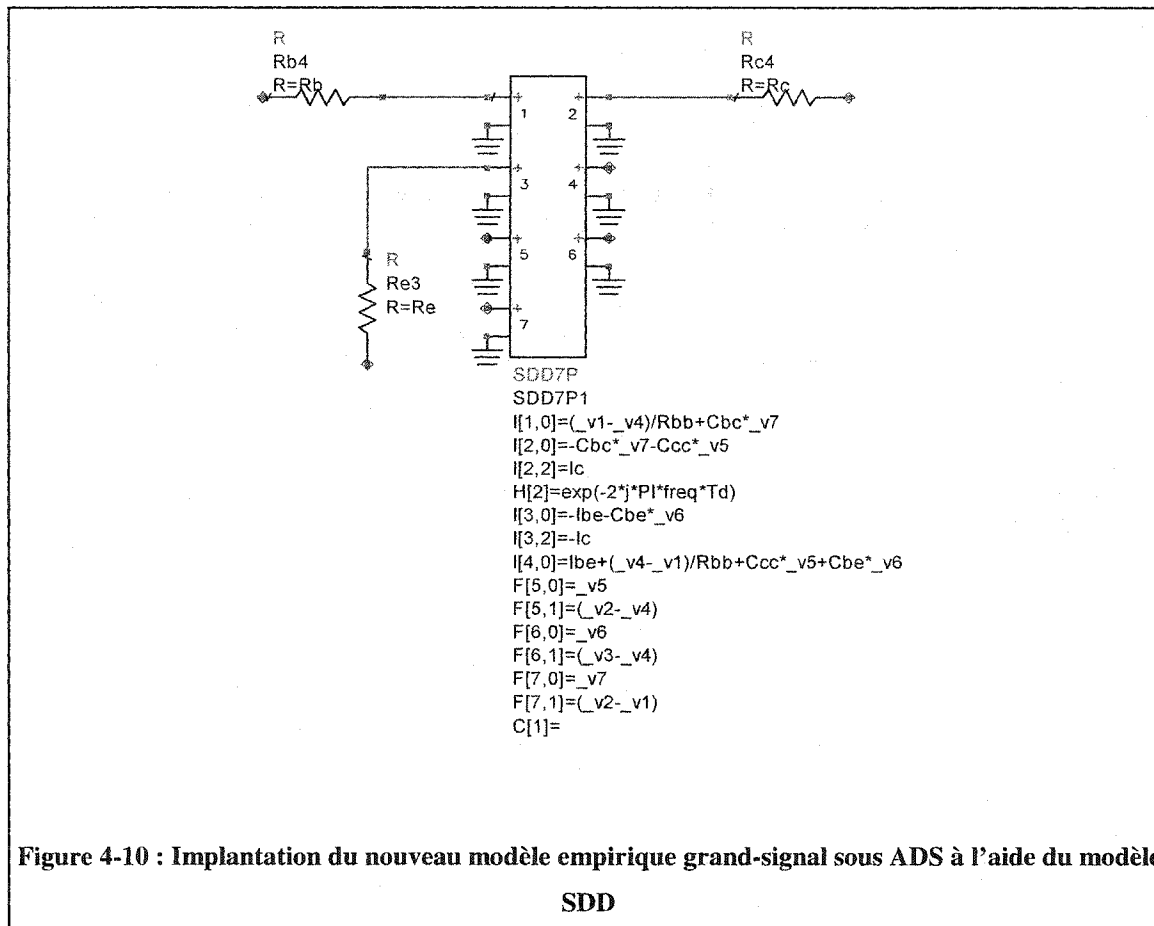


Figure 4-9 : Comparaison des puissances harmoniques avec les modèles SDD (+) et UCM (-)

($V_{ce}=4V$, $I_b=300\mu A$)



Nous avons développé le code associé au nouveau modèle empirique grand-signal. Nous l'avons compilé correctement, mais, au niveau des simulations nous avons rencontré des problèmes de convergence du modèle compilé. Ce problème est peut être dû aux équations des charges et de leurs dérivées. Pour localiser ce problème deux fonctions prédéfinies peuvent être utilisées, celles-ci permettent d'envoyer des messages ou bien à la fenêtre *Status/Summary* ou bien à la fenêtre *Simulation/Synthesis* de ADS. Ces fonctions sont les suivantes :

```
extern void send_error_to_scn (char *)
```

```
extern void send_info_to_scn (char *)
```

Il faut aussi penser au moyen d'introduire le temps de Transit représentant un déphasage au niveau du courant à l'intérieur du modèle compilé.

4.6. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté les deux outils de modélisation prédéfinis sous le simulateur HP-ADS qui permettent d'implanter des modèles non-linéaires, il s'agit des modèles SDD et UCM. Nous avons implanté le modèle Gummel-Poon modifié grand-signal sous ADS sous la forme d'un SDD et d'un modèle compilé. Nous avons pu comparer les résultats de simulation des deux modèles pour les modes d'opération DC, petit-signal et grand-signal. Ce qui nous a permis de déduire leurs performances. Certes, le modèle SDD offre une manière simple et rapide de développement et de modification des paramètres, mais il donne l'accessibilité aux équations des modèles à tous les utilisateurs d'ADS. Le modèle UCM offre une méthode complète de développement et de modification des paramètres linéaires ou non-linéaires. L'avantage de cet outil c'est qu'il ne fournit pas aux autres utilisateurs d'ADS les détails de développement d'un modèle et il s'avère plus efficace que le modèle SDD dans les simulations simultanées avec plusieurs éléments. Cependant, le développement d'un modèle compilé nécessite beaucoup plus de temps que pour un modèle SDD.

Le nouveau modèle empirique a été également implanté sous forme SDD et ses résultats de simulations pour les trois modes d'opération DC petit-signal et grand-signal ont été comparés aux mesures dans le chapitre 3. Il faut encore investir du temps pour résoudre les problèmes de convergence du modèle compilé et pouvoir détecter les problèmes de discontinuité de ses équations. Il faut aussi penser à une solution pour introduire le temps de transit dans le modèle compilé.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce mémoire inscrit dans le cadre de la continuité des travaux précédemment effectués, a été principalement consacré à l'étude et la modélisation des transistors Bipolaires à Hétérojonction en vu d'applications dans la CAO aux micro-ondes.

Les performances en puissance et en fréquence des transistors bipolaires à hétérojonction ont été améliorées considérablement durant les dernières années, ce qui a poussé les recherches de nouveaux modèles non-linéaires qui simulent les transistors TBH dans plusieurs modes d'opérations et prévoient leurs performances pour les hautes fréquences.

Un nouveau modèle empirique grand-signal basé sur un ancien modèle empirique a été développé pour les transistors TBH. Une approche systématique d'extraction des paramètres de ce nouveau modèle a été proposée. Ce modèle est décrit en détail au chapitre III et il prédit avec précision les caractéristiques I_c-V_{ce} et Gummel-Direct à différentes températures externes pour trois transistors TBH de Nortel ayant des surfaces d'émetteur différentes. Ce même modèle a été également utilisé pour simuler les caractéristiques petit-signal du transistor HBT1 de Nortel à plusieurs points de polarisation, les résultats de simulation de ce nouveau modèle empirique montrent une bonne précision et un bon accord avec les mesures.

Après la dérivation des nouvelles équations régissant les non-linéarités du TBH en opération DC et mettant en évidence l'effet Kirk l'effet d'avalanche et l'effet thermique externe non-négligeables pour les transistors TBH, nous avons présenté une nouvelle approche systématique d'extraction des paramètres DC. Cette approche consiste à

extraire directement les résistances d'accès R_b , R_c et R_e à partir des mesures Fly-Back et les paramètres du courant de la diode à partir des mesures Gummel-Direct à différentes températures. Cette procédure a été automatisée via une interface graphique conçue sous Matlab (Annexe II). Les paramètres $X_1, \dots, X_6$ de l'équation non-linéaire du courant du collecteur sont déterminés par optimisation à partir des mesures I_c-V_{ce} . Les paramètres α' et α'_{I2} liés à l'effet Kirk sont déterminés directement à partir des mesures I_c-V_{ce} , les autres paramètres α'_k et XK' sont déterminés par optimisation finale des mesures I_c-V_{ce} . Enfin, le paramètre X_7 est déterminé par optimisation à partir des mesures Gummel-Direct du courant du collecteur à différentes températures. Une fois les paramètres statiques du modèle ont été déterminés, des simulations DC ont été effectuées pour calculer les caractéristiques I_c-V_{ce} et Gummel-Direct à différentes températures pour trois transistors TBH de Nortel. Ces simulations ont montré que le nouveau modèle empirique tient en compte des effets d'auto-échauffement qui deviennent de plus en plus importants avec des forts courants de base et de fortes tensions au niveau du collecteur. En plus des effets d'auto-échauffement, le nouveau modèle tient compte des effets Kirk qui affectent l'amplitude du courant du collecteur au niveau des coudes pour des simulations I_c-V_{ce} et des effets thermiques externes qui affectent le courant du collecteur et le courant de base pour des simulations Gummel-Direct à différentes températures. La validation du modèle DC a été faite pour trois transistors TBH ayant des surfaces d'émetteur différentes.

Une fois les paramètres statiques extraits pour simuler le comportement DC, ils sont par la suite fixés pour des simulations petit-signal et grand-signal. Ceci pour avoir un modèle cohérent pour tous les modes d'opérations. Les paramètres agissant en opération petit-signal ont été extraits en utilisant une technique d'extraction petit-signal analytique [19], cette technique est basée sur des mesures paramètres S pour différents points de polarisation et permet de déterminer la variation des paramètres RF intrinsèques du modèle en fonction de la polarisation tels que les capacités C_{be} , C_{bc} et C_{cc} et le temps de transit τ_d représentant le déphasage au niveau du courant du collecteur. Ayant tous les paramètres du modèle, des simulations petit-signal pour plusieurs points de polarisation

ont été effectuées pour déterminer les paramètres S du transistor HBT1 de Nortel et les comparer aux mesures. Les résultats de simulation petit-signal ont montré un bon accord avec les mesures et ont permis de valider le modèle pour le mode d'opération petit-signal.

L'excellente précision des résultats de simulation DC et petit-signal assure la validité du modèle pour le mode d'opération grand-signal. Nous avons fait des simulations grand-signal en utilisant la méthode d'équilibrage harmonique du logiciel HP-ADS, mais nous n'avons pas eu de mesures de puissances P_{in}/P_{out} grand-signal pour pouvoir faire une comparaison avec les simulations.

Une étude des deux outils UCM et SDD de développement de modèles non-linéaires disponibles sous le logiciel HP-ADS a été faite. Nous avons implanté le modèle non-linéaire Gummel-Poon modifié grand-signal pour les transistors TBH sous formes SDD et UCM. Ce modèle tient compte des effets d'auto-échauffement, Kirk, Early et la température externe, ainsi que les capacités de jonctions non-linéaires C_{bc} , C_{be} et C_{cc} . Les résultats de simulation DC, petit-signal et grand-signal des deux modèles sont très semblables. Nous avons développé le modèle SDD associé au nouveau modèle empirique, mais, nous avons eu des problèmes de convergence du modèle UCM.

Bien qu'un bon progrès dans la modélisation des transistors TBH est fait dans ce travail, il reste encore des aspects qui demandent des études ultérieures.

Au niveau de l'implantation du modèle compilé associé au nouveau modèle empirique, une étude minutieuse des continuités des équations des courants et des charges ainsi que de leurs dérivées devra être faite pour pouvoir implanter correctement le modèle compilé. Il faudra aussi penser à une solution pour introduire le temps de transit dans le modèle compilé.

Finalement, une validation du nouveau modèle empirique pour la simulation de plusieurs transistors (5 à 10 transistors) pourra être faite, et ce, dans le but de concevoir des amplificateurs de puissance.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] BARRAK, R., ISSAOUN, A., BIRAFANE, A., KOUKI, A. B., GHANNOUCHI, F. M., AKYEL, C., "An Improved Empirical DC Model for Heterojunction Bipolar Transistors", soumis à IMS 2003.
- [2] ANGELOV, I., CHOUMEI, K., INOUE, A., "An empirical HBT Large Signal Model for CAD", Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International, Vol.3, 2002, pp. 2137-2140.
- [3] HAJJI, R., KOUKI, A.B., EL-RABAIE, S., GHANNOUCHI, F.M., "Systematic DC/small-signal/large-signal analysis of heterojunction bipolar transistors using a new consistent nonlinear model", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No. 2, Février 1996, pp. 233-241.
- [4] BAYRAKTAROUGLU, B. ET AL. " AlGaAs/GaAs Heterojunction Bipolar Transistors with 4W/mm power density at X-Band "IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1987, pp. 969-972.
- [5] GETREU, I. E., Modeling the Bipolar Transistor, New York : Elsevier Science Publishing Co., 1978.
- [6] GUMMEL, H. K., POON, H. C., "An Integral Charge Control Model of Bipolar Transistors ", Bell Syst. Tech. J., Vol. 49, Mai 1970, pp. 827-852.
- [7] ISSAOUN, A., BIRAFANE, A., DOUSSET, D., BARRAK, R., KOUKI, A. B., GHANNOUCHI, F. M., "Accurate Heterojunction Bipolar Transistor DC Model Including a Modified Relation for Kirk Effect ", soumis à IEEE Trans. ED. Octobre 2002.
- [8] MCANDREW, C., SEITCHIK, J., BOWERS, D., DUNN, M., FOISY, M., GETREU, I., MCSWAIN, M., MOINIAN, S., PARKER, J., VAN WIJNEN, P., WAGNER, L., "VBIC95: An improved vertical, IC bipolar transistor model ", Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 1995., Proceedings of the 1995, 1995, pp. 170-177
- [9] MCANDREW, C.C., SEITCHIK, J.A., BOWERS, D.F., DUNN, M., FOISY, M., GETREU, I., MCSWAIN, M., MOINIAN, S., PARKER, J., ROULSTON, D.J., SCHROTER, M., VAN WIJNEN, P., WAGNER, L.F., "VBIC95, the vertical bipolar inter-company model", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 31, No 10, Octobre 1996, pp. 1476-1483

- [10] CAO, X., MCMACKEN, J., STILES, K., LAYMAN, P., LIOU, J.J., SUN, A., MOINIAN, S., "Parameter extraction and optimization for new industry standard VBIC model", Advanced Semiconductor Devices and Microsystems, 1998. ASDAM '98. Second International Conference on, 1998, pp. 107-116.
- [11] HUANG, G.W., CHEN, K.M., KUAN, J.F., DENG, Y.M., WEN, S.Y., CHIU, D.Y., WANG, M.T., "Silicon BJT modeling using VBIC model", Microwave Conference, 2001. APMC 2001. 2001 Asia-Pacific, Vol. 1, 2001, pp. 240-243.
- [12] SENAPATI, B., MAITI, C.K., "Advanced SPICE modelling of SiGe HBTs using VBIC model". Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings-, Vol. 149, No 2, Avril 2002, pp. 129-135
- [13] <http://hbt.ucsd.edu/>
- [14] IWAMOTO, M., LOW, T.S., HUTCHINSON, C.P., SCOTT, J.B., COGNATA, A., XIAOHUI QIN, CAMNITZ, L.H., ASBECK, P.M., D'AVANZO, D.C., "Influence of collector design on InGaP/GaAs HBT linearity", Microwave Symposium Digest. 2000 IEEE MTT-S International, Vol. 2, 2000, pp. 757-760.
- [15] ASBECK, P., "III-V HBTs for microwave applications: technology status and modeling challenges", Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 2000. Proceedings of the 2000, 2000 pp. 52-57.
- [16] IWAMOTO, M., ASBECK, P.M., LOW, T.S., HUTCHINSON, C.P., SCOTT, J.B., COGNATA, A., XIAOHUI QIN, CAMNITZ, L.H., D'AVANZO, D.C., "Linearity characteristics of GaAs HBTs and the influence of collector design" IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No 12, Dec. 2000, pp. 2377-2388.
- [17] ASBECK, P.M., CHANG, F.M.-C., WANG, K.-C., SULLIVAN, G.J., CHEUNG, D.T., "GaAs-based heterojunction bipolar transistors for very high performance electronic circuits", Proceedings of the IEEE, Vol. 81, No 12, Dec. 1993, pp. 1709-1726.
- [18] BIRAFANE, A., "Modèle Non-linéaire du Transistor Bipolaire à Hétérojonction pour la conception des circuits micro-ondes, Méthodes de caractérisation associées au modèle", thèse de doctorat, Université de Paris-Sud, U.F.R. scientifique d'Orsay, décembre 1997.
- [19] DOUSSET, D., ISSAOUN, A., KOUKI, A.B. ET GHANNOUCHI, F. M., "Small signal HBT modeling", 2002 Asia Pacific Microwave Conference (APMC'02), Tokyo, Japan, Novembre, 2002, pp.19-22.

- [20] LENK, F., RUDOLPH, M., "New extraction algorithm for GaAs-HBTs with low intrinsic base resistance", Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S, International , Vol. 2, 2002, pp. 725 -728.
- [21] BOUSNINA, S., MANDEVILLE, P., KOUKI, A.B., SURRIDGE, R., GHANNOUCHI, F.M., "Direct parameter-extraction method for HBT small-signal model ", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Vol. 50, No 2, Février 2002, pp. 529-536.
- [22] WILLEN, B., ROHNER, M., SCHNYDER, I., JACKEL, H., "Improved automatic parameter extraction of InP-HBT small-signal equivalent circuits", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Vol. 50, No 2, Février 2002, pp 580 -583
- [23] TASKER, P.J., FERNANDEZ-BARCIELA, M., "HBT small signal T and π model extraction using a simple, robust and fully analytical procedure", Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International, Vol. 3, 2002, pp. 2129-2132
- [24] HATTENDORF, M., SCOTT, D., YANG, Q., FENG, M., "Method to determine intrinsic and extrinsic base-collector capacitance of HBTs directly from bias-dependent S-parameter data ", IEEE Electron Device Letters, Vol. 22, No 3, Mars 2001, pp. 116-118.
- [25] SUH, Y., SEOK, E., SHIN, J.-H., KIM, B., HEO, D., RAGHAVAN, A., LASKAR, J., "Direct extraction method for internal equivalent circuit parameters of HBT small-signal hybrid- π model", Microwave Symposium Digest. 2000 IEEE MTT-S International, Vol. 3, 2000, pp. 1401-1404.
- [26] H. MATHIEU, Physique des Semi-conducteurs et des Composants Électroniques, Masson, Paris, 1996.
- [27] S.M. SZE, Semiconductor Devices Physics and Technology, Bell Telephone Laboratories, Canada, 1985.
- [28] S.M. SZE, Physics of Semiconductor Devices, John Wiley & Sons, United States of America, 1969.
- [29] NAGATA, K., NAKAJIMA, O., YAMAUCHI, T., NITTONO, T., ITO, H., ISHIBASHI, T., "Self-aligned AlGaAs/GaAs HBT with low emitter resistance utilizing InGaAs cap layer", IEEE Trans. Electron Devices, Vol. 35, No 1, Janvier 1988, pp. 2 -7
- [30] J.M. EARLY, "Effects of space-charge layer widening in junction transistors" Proc. IRE, Vol. 40, 1952, pp. 1401-1406.

- [31] WANG, H. ET AL, "temperature Dependence of DC Currents in HBTs", IEEE, MTT-S digest, 1992, pp. 731-734.
- [32] BAUREIS, P. ET AL , "A New Large-Signal Model for Heterojunction Bipolar Transistors Including Temperature", Proc. Of the IEEE Custom Integrated Circuits Conference, 1991, pp. 23.3.1-23.3.4.
- [33] DAWSON, D.E., GUPTA, A.K., SALIB, M.L., "CW measurement of HBT thermal resistance", IEEE Trans Electron Devices, Vol. 39, No 10, Octobre 1992, pp. 2235-2239.
- [34] NEGUS, K.J., FRANKLIN, R.W., YOVANOVICH, M.M., "Thermal modeling and experimental techniques for microwave bipolar devices" IEEE Trans. Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, Vol. 12, No 4, Décembre 1989, pp. 680-689.
- [35] C. T. KIRK," A Theory of Transistor Cutoff Frequency Falloff at High Current Densities", IEEE Trans. Electron Devices, Vol. 9, No 2, mars 1962, pp. 164-174.
- [36] LETURCQ, PH., REY, G., Physique des composants actifs à semiconducteurs, Dunod, 1978.
- [37] EPSTEIN, B.R., PERLOW, S.M., RHODES, D.L., SCHEPPS, J.L., ETTENBERG, M.M., BARTON, R., "Large-signal MESFET characterization using harmonic balance", Microwave Symposium Digest., IEEE MTT-S International, Vol. 2, 1988, pp. 1045-1048.
- [38] BATEY, J., WRIGHT, S. L., "Energy Band Alignment in GaAs:(Al,Ga)As Heterostructures: The Dependence on Alloy Compositions", Journal of Applied Physics, 59(1), 1986, pp. 200-209.
- [39] KOBAYASHI, T., TAIRA, K., NAKAMURA, F., KAWAI, H., "Band Lineup for a GaInP/GaAs Heterojunction Measured by a High Gain N-p-n Heterojunction Bipolar Transistor Grown by Metalorganic Chemical Vapor Deposition", Journal of Applied Physics, 65(12), 1989, pp. 4898-4902.
- [40] BISWAS, D., DEBBAR, N., BHATTACHARYA, P., "Conduction and Valence Band Offsets in GaAs/Ga_{0.51}In_{0.49}P Single Quantum Wells Grown by Metal Chemical Vapor Deposition", Applied Physics Letters, 56(9), 1990, pp. 833-835.
- [41] RAO, M. A., CAINE, E. J., KROEMER, H., LONG S. I., BABIC, D. I., "Determination of Valence and Conduction Band Discontinuities at the (Ga, In)P/GaAs Heterojunction by C-V Profiling", Journal of Applied Physics, 61(2), 1987, pp. 643-649.

- [42] LANG, D. V., PANISH, M. B., CAPASSO, F., ALLAM, J., HAMM, R. A., SERGENT, A. M., TSANG, W. T., "Measurement of Heterojunction Band Offsets by Admittance Spectroscopy: InP/Ga_{0.47}In_{0.53}As", Applied Physics Letters, 50(12), 1987, pp. 736-738.
- [43] Agilent Eesof EDA, IC CAP Modeling Reference, chapter 6, May 2000.
- [44] GROSSMAN, P. C. et OKI, A. (1989), "A Large Signal DC Model for GaAs/Ga_{1-x}Al_xAs Heterojunction Bipolar Transistors", IEEE Bipolar Circuits and Technology Meeting, 1989, pp. 258-261.
- [45] WONG, H., ALGANI, C., KONEZYKOWSKA, A. et ZUBEREK, W. (1992) "Temperature Dependence of DC Currents in HBT", IEEE MTT-S Digest, 1992, pp. 731-734.
- [46] DUPUIS, J. et al., "A New DC Model of HBT's Including Self-Heating Effect Suitable for Circuit Simulators", IEEE Trans. Electron Devices, 1995, pp. 2036-2042.
- [47] HAJJI, R., EL-RABAIE, S., KOUKI, A.B., GHANNOUCHI, F.M., "Large-Signal Temperature-Dependant DC Model for Heterojunction Bipolar Transistors", IEEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation, 1995, pp. 417-419.
- [48] HAJJI, R., "Modélisation Grand-Signal des Transistors Bipolaires à hétérojonction aux Ondes Centimétriques et Millimétriques", Thèse de Doctorat, École Polytechnique de Montréal, juin 1995.
- [49] ZAMPARDI, P. J. ET PAN, D., "Delay of Kirk effect due to collector current spreading in the heterojunction bipolar transistors," IEEE Trans. on electron devices vol. 17, Octobre 1996, pp. 470-472.
- [50] GOBERT, Y., TASKER, P.J., BACHEM, K.H., "A physical, yet simple, small-signal equivalent circuit for the heterojunction bipolar transistor", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Vol. 45 No 1, Janvier 1997, pp. 149 -153
- [51] LEE, S., GOPINATH, A., "New circuit model for RF probe pads and interconnections for the extraction of HBT equivalent circuits", IEEE Electron Device Letters, Vol. 12, No. 10, Octobre 1991, pp. 521 -523
- [52] BOUSNINA, S., FALT, C., MANDEVILLE, P., KOUKI, A.B., GHANNOUCHI, F.M., "An accurate on-wafer deembedding technique with application to HBT devices characterization", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Vol. 50, No. 2, Février 2002, pp. 420 -424

- [53] QUÉRÉ, R., NGOYA, E., GAYRAL, M., PRIGENT, M., ROUSSET, J.,
"Méthodes de simulations des circuits analogiques non-linéaires micro-ondes",
ANN. Télécommun., 45, No3-4, 1990, pp. 113-126
- [54] Agilent Eesof EDA, "Analog/RF User-Defined Models", février 2002.

ANNEXE A : INTERFACE D'EXTRACTION DES PARAMÈTRES COMMUNS AUX MODÈLES EMPIRIQUE ET GUMMEL-POON MODIFIÉ

Pour qu'un simple utilisateur d'un modèle soit capable de le simuler correctement, il faut qu'il définisse bien ses paramètres. Ceci se fait par le biais d'un outil qui lui permet d'extraire ces paramètres à partir d'une base de données de mesures sans qu'il soit nécessairement connaisseur des programmes d'extraction.

La procédure générale d'extraction des paramètres d'un modèle TBH passe à travers ces trois étapes :

- **Étape 1** : Extraction les paramètres des diodes, à savoir les facteurs d'idéalité et les courants de saturation.
- **Étape 2** : Extraction des résistances d'accès
- **Étape 3** : Extraction des paramètres petit-signal

Nous avons utilisé les outils graphiques du logiciel MATLAB (version 6.1) pour automatiser les étapes 1 et 2 de la procédure d'extraction des paramètres du transistor TBH. Pour lancer l'interface principale du programme il faut exécuter le programme *fig_interface_debut* à partir de MATLAB.

L'interface principale du programme d'extraction des paramètres du transistor TBH (figure 1-1) est constituée de trois boutons désignant respectivement les trois étapes de la procédure d'extraction. Quand une étape d'extraction est achevée avec succès, la boîte de contrôle (effectuée) qui est principalement inactivée devient cochée (figure 1-2), sinon un message d'erreur apparaît indiquant qu'il faut refaire l'étape d'extraction (figure 1-3).

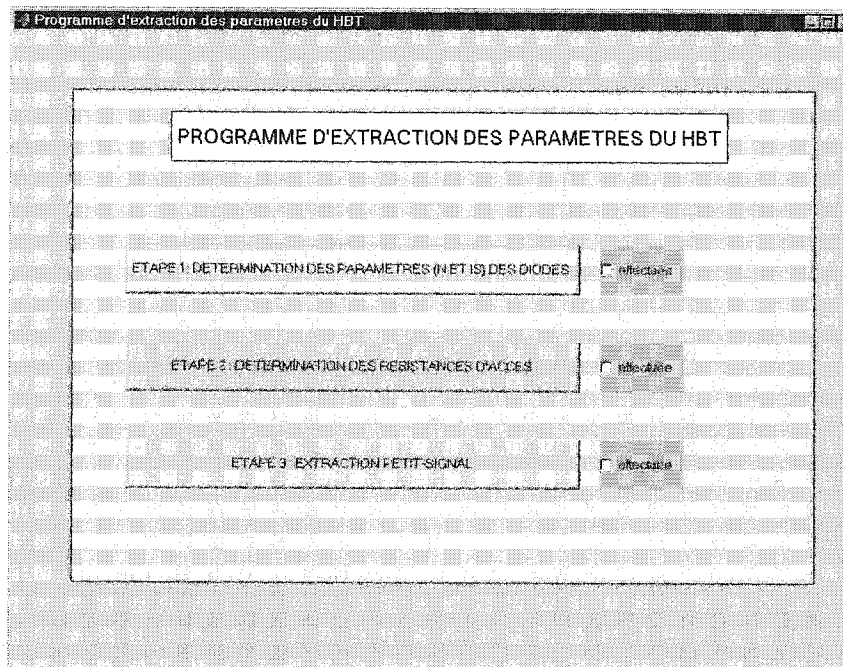


Figure 1-1 : Interface Principale

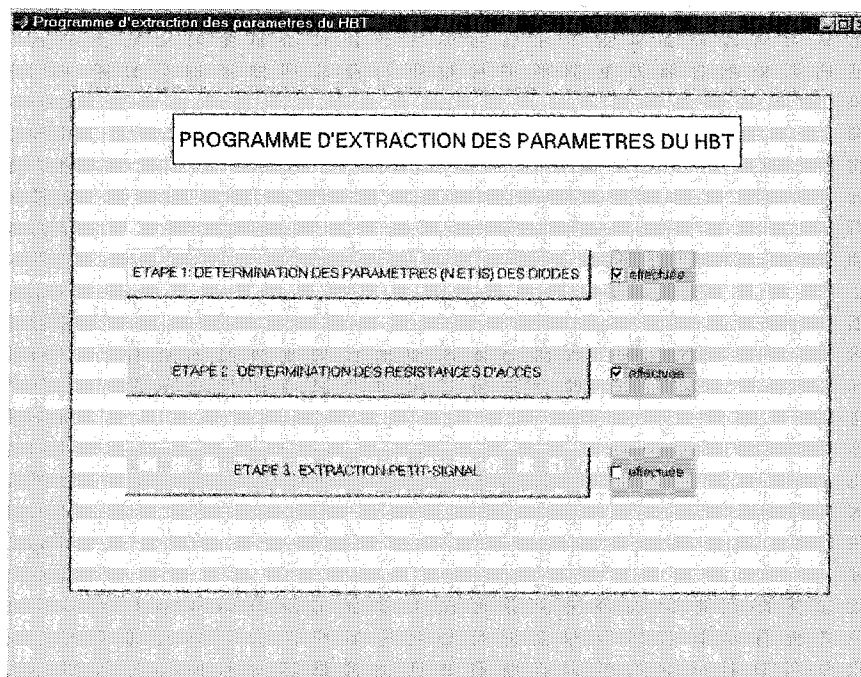


Figure 1-2 : Validation des étapes d'extraction

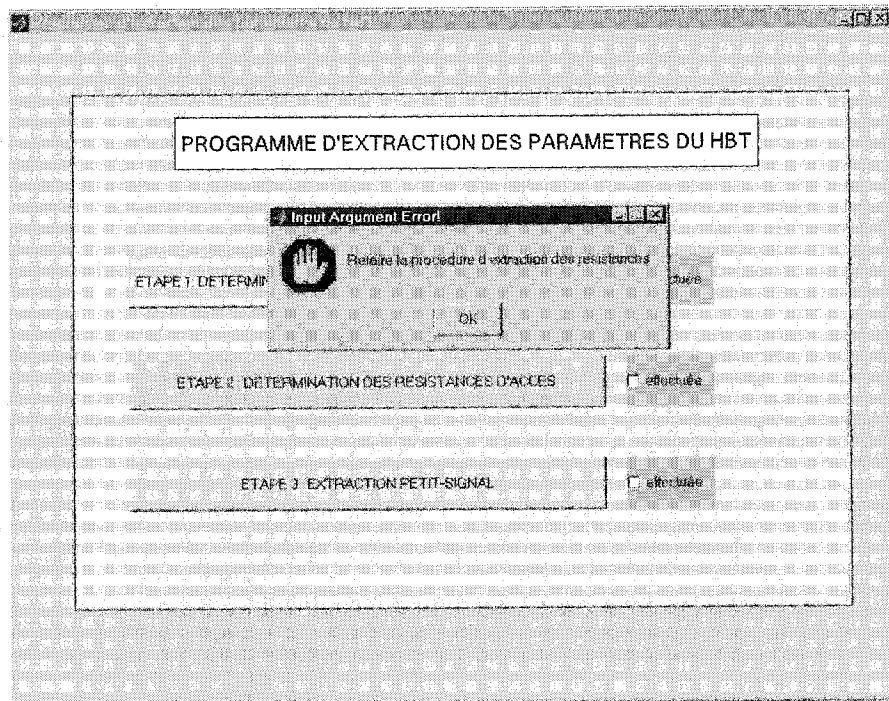


Figure 1-3 : Message d'erreur

1- Extraction des paramètres des diodes

Pour commencer la procédure d'extraction des paramètres de la diode, il faut cliquer sur le bouton "ETAPE 1 : DETERMINATION DES PARAMÈTRES (N ET IS) DES DIODES". Une nouvelle fenêtre apparaît : *Choix de la diode* (figure 1-4). Cette fenêtre indique les diodes dont les paramètres sont à déterminer et explique la signification de ces paramètres et le type de fichier de mesures qu'il faut utiliser pour faire l'extraction.

Cette fenêtre est constituée de quatre boutons indiquant les diodes du modèle (I_{rsc}, I_{cn}, I_{pc}, I_{cr}) et un bouton (OK) indiquant la validation de la procédure d'extraction des paramètres des diodes.

Pour extraire le facteur d'idéalité et le courant de saturation de chaque diode il faut cliquer sur le bouton correspondant. Par exemple si on clique sur le bouton "I_{rsc}", une nouvelle fenêtre apparaît : *Extraction de I_{Srsc} et N_{rsc}* (figure 1-5).

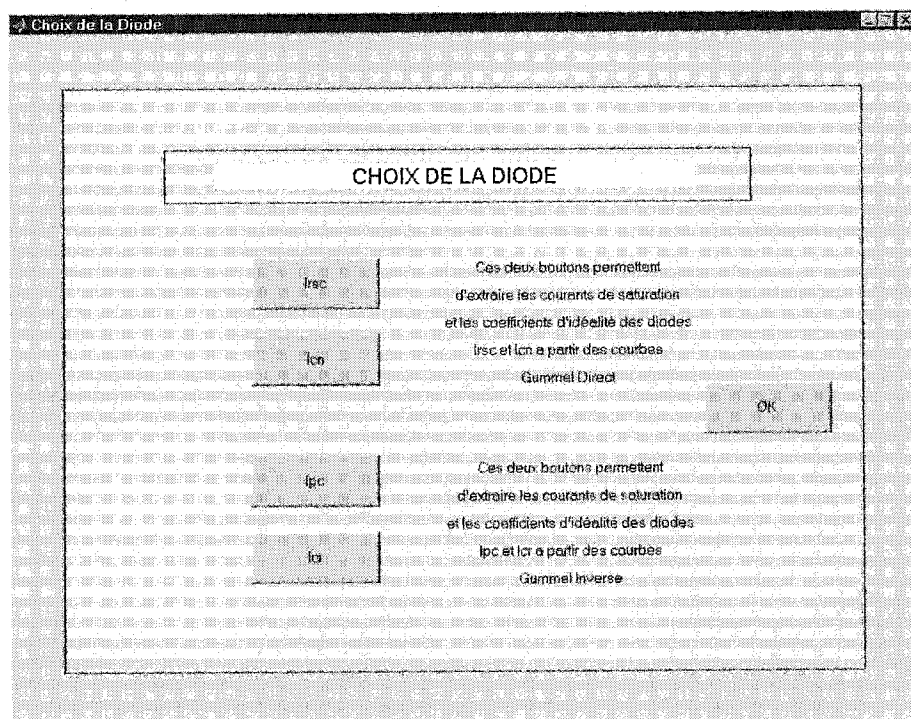


Figure 1-4 : Choix des diodes

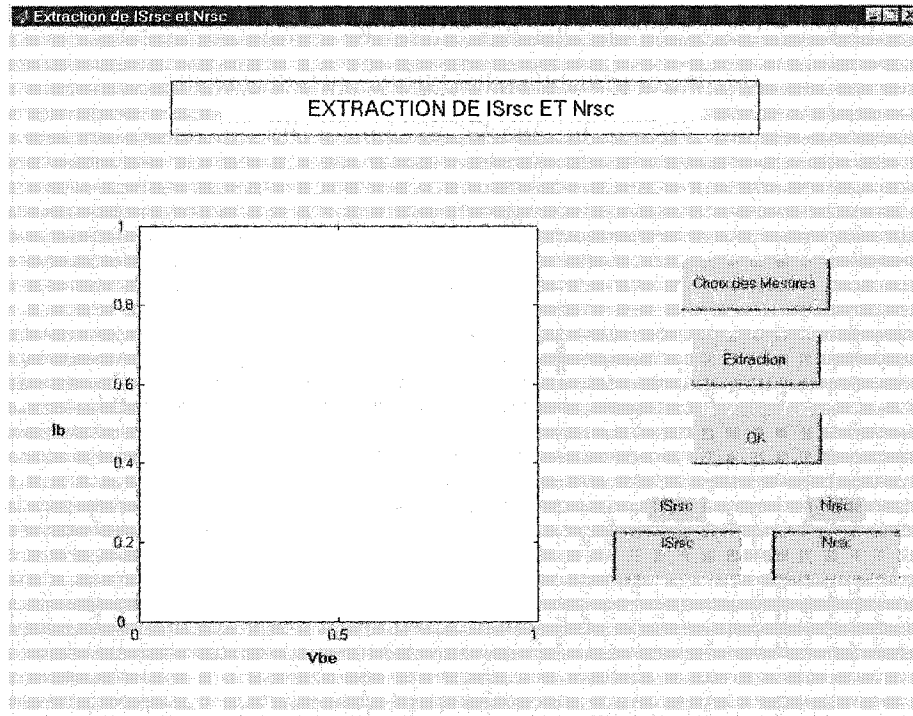


Figure 1-5 : Extraction de ISrsc et Nrsc

Cette fenêtre est constituée d'une figure qui permet de montrer le graphique du Gummel direct du courant I_b (I_b vs. V_{be} pour $V_{bc}=0$) et de trois boutons :

- **Choix de Mesure :** Ce bouton permet d'ouvrir une fenêtre d'exploration des fichiers et répertoires (figure 1-6). Si le choix de mesure est fait, on peut, soit ouvrir le fichier correspondant, soit le charger sur la figure de la fenêtre *Extraction de ISrsc et Nrsc*. Il est à noter que le fichier de mesure Gummel Direct ne doit pas inclure d'entête et doit contenir trois colonnes qui correspondent, respectivement, aux valeurs de V_{be} , I_b et I_c .
- **Extraction :** Ce bouton permet d'exécuter la procédure d'extraction. Ceci consiste à choisir deux points de la zone linéaire de la courbe (I_b vs. V_{be} pour $V_{bc}=0$). On peut répéter la procédure d'extraction jusqu'à ce qu'on soit satisfait du résultat (les mesures sont affichées en bleu et le modèle

correspondant est affiché en rouge). On peut changer à chaque fois la zone linéaire et voir le résultat correspondant. Les valeurs extraites du courant de saturation et du facteur d'idéalité sont affichées dans les zones de texte qui sont principalement désactivées (figure 1-7).

- **OK :** Ce bouton permet de valider l'étape d'extraction et de fermer la fenêtre correspondante.

Cette procédure est répétée pour les autres courants (figure 1-4) pour extraire les courants de saturation ainsi que les facteurs d'idéalité correspondants. Il est à noter que les mesures Gummel Direct (I_c et I_b vs. V_{be} pour $V_{be}=0$) servent à extraire les paramètres des diodes I_{rsc} et I_{cn} et que les mesures Gummel Inverse (I_c , I_b et I_e vs. V_{be} pour $V_{be}=0$) servent à mesurer les paramètres des diodes I_{pc} et I_{cr} . Quand tous les paramètres des diodes sont extraits avec succès, alors, la boîte de contrôle (effectuée) de la fenêtre principale devient cochée.

2-Extraction des Résistances d'accès

Pour exécuter la procédure d'extraction résistances d'accès, il faut cliquer sur le bouton de la fenêtre principale "ETAPE 2 : DETERMINATION DES RESISTANCES d'ACCES". Une nouvelle fenêtre apparaît : *Extraction des Résistances d'accès* (figure 1-8). Cette fenêtre indique les deux types de mesures qu'il faut utiliser pour entamer l'extraction des résistances. Il s'agit des mesures flyback (V_{ce} et V_{be} vs. I_b pour $I_c=0$ pour les mesures flyback A et V_{ce} et V_{be} vs. I_c pour I_b constant pour les mesures flyback B).

Cette fenêtre est constituée de deux boutons indiquant les mesures qu'il faut utiliser pour extraire les résistances, trois zones de texte inactivées pour afficher les valeurs extraites des résistances et un bouton (OK) indiquant la validation de la procédure d'extraction des paramètres des diodes.

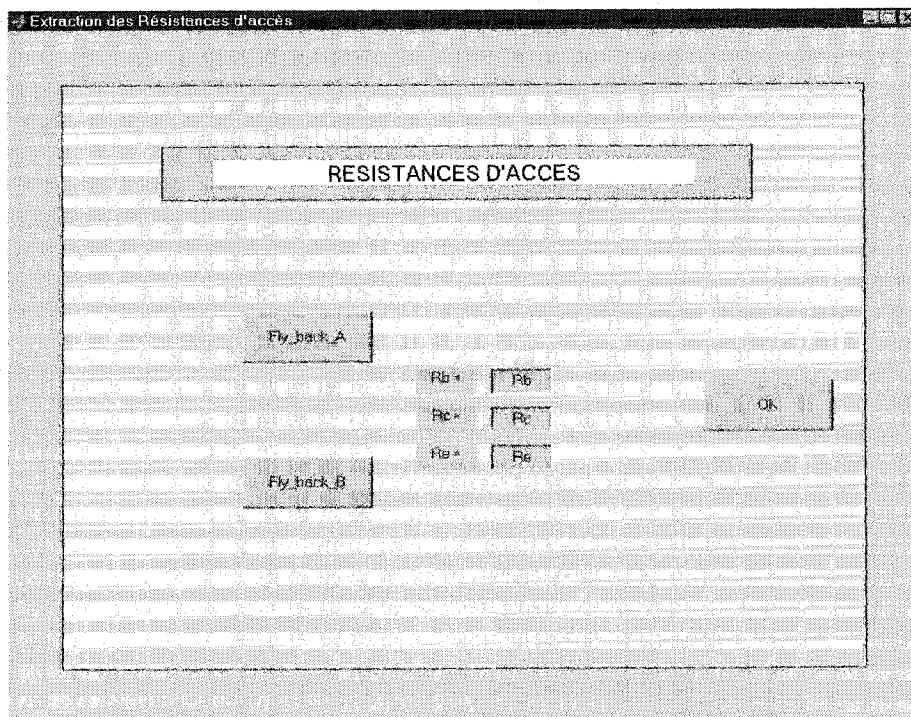


Figure 1-8 : Extraction des Résistances d'accès

Pour extraire les résistances R_b et R_e il faut cliquer sur le bouton "flyback A", une nouvelle fenêtre apparaît : *Extraction de R_e et R_b* (figure 1-9).

Cette fenêtre est constituée de deux figures qui permettent de visualiser les graphiques ($\frac{dV_{ce}}{dI_b}$ et $\frac{dV_{be}}{dI_b}$ vs. I_b) et de trois boutons :

- **Choix de Mesure** : Ce bouton permet d'ouvrir une fenêtre d'exploration des fichiers et répertoire. Si le choix de mesure flyback A est fait, on peut charger le fichier sur les figures de la fenêtre *Extraction de R_e et R_b* . Il est à noter que le fichier de mesure ne doit pas inclure d'entête et doit contenir trois colonnes qui correspondent, respectivement, aux valeurs de I_b , V_{ce} et V_{be} .
- **Extraction** : Ce bouton permet d'exécuter la procédure d'extraction. Ceci consiste à choisir deux points de la zone constante des courbes ($\frac{dV_{ce}}{dI_b}$ vs. I_b) et ($\frac{dV_{be}}{dI_b}$ vs. I_b), respectivement. On peut répéter la procédure d'extraction et on peut changer à chaque fois le point de la zone constante et voir le résultat correspondant. Les valeurs des résistances R_e (extraite de la première courbe) et R_b+R_e (extraite de la deuxième courbe) sont affichées dans les zones de texte qui sont principalement désactivées (figure 1-9).
- **OK** : Ce bouton permet de valider l'étape d'extraction et de fermer la fenêtre correspondante.

Pour extraire la résistance R_c il faut cliquer sur le bouton "flyback B", une nouvelle fenêtre apparaît : *Extraction de R_c* (figure 1-10).

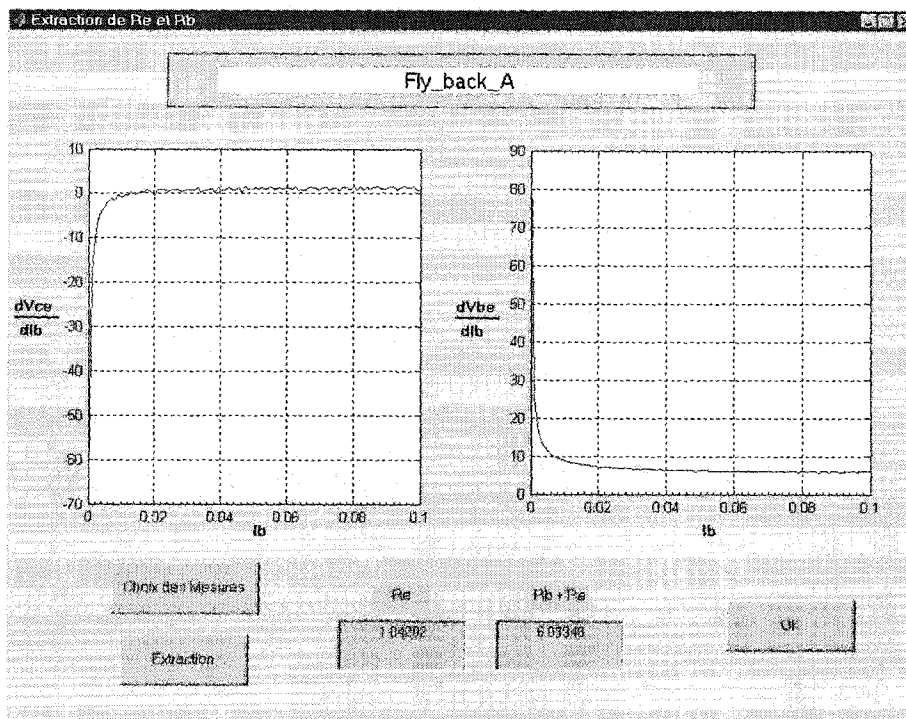
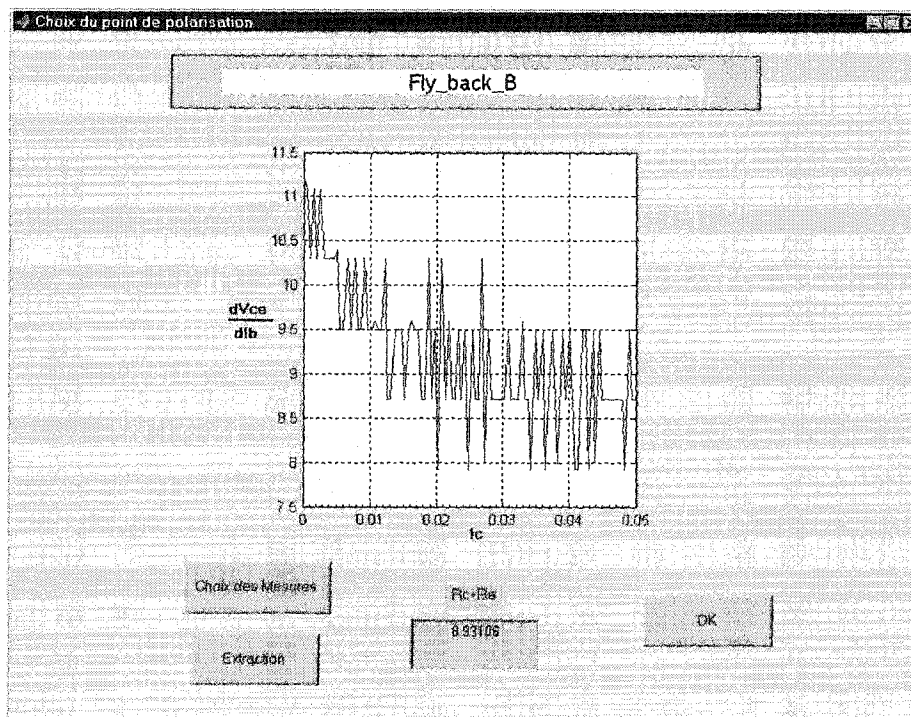
Cette fenêtre est constituée d'une figure qui permet de visualiser le graphique ($\frac{dV_{ce}}{dI_c}$ vs. I_c) et de trois boutons :

- **Choix de Mesure** : Ce bouton permet d'ouvrir une fenêtre d'exploration des fichiers et répertoire. Si le choix de mesure flyback B est fait, on peut charger le fichier sur les figures de la fenêtre *Extraction de R_c* . Il est à noter que le fichier de mesure ne doit pas inclure d'entête et doit contenir trois colonnes qui correspondent, respectivement, aux valeurs de I_c , V_{ce} et V_{be} .
- **Extraction** : Ce bouton permet d'exécuter la procédure d'extraction. Ceci consiste à choisir un point de la zone constante de la courbe ($\frac{dV_{ce}}{dI_c}$ vs. I_c).

On peut répéter la procédure d'extraction et on peut changer à chaque fois le point de la zone constante et voir le résultat correspondant. La valeur de la résistance R_c+R_e est affichée dans la zone de texte qui est principalement désactivées (figure 1-10).
- **OK** : Ce bouton permet de valider l'étape d'extraction et de fermer la fenêtre correspondante.

Une fois les résistances d'accès sont extraites, on affiche dans les zones de texte de la fenêtre Extraction des résistances d'accès les valeurs extraites des résistances (figure 1-11).

L'étape 3 de la procédure générale d'extraction représentant la procédure d'extraction des paramètres petit-signal. Elle est en cours de développement par l'étudiant David Dousset.

Figure 1-9 : : Extraction de R_e et R_b Figure 1-10 : Extraction de R_c

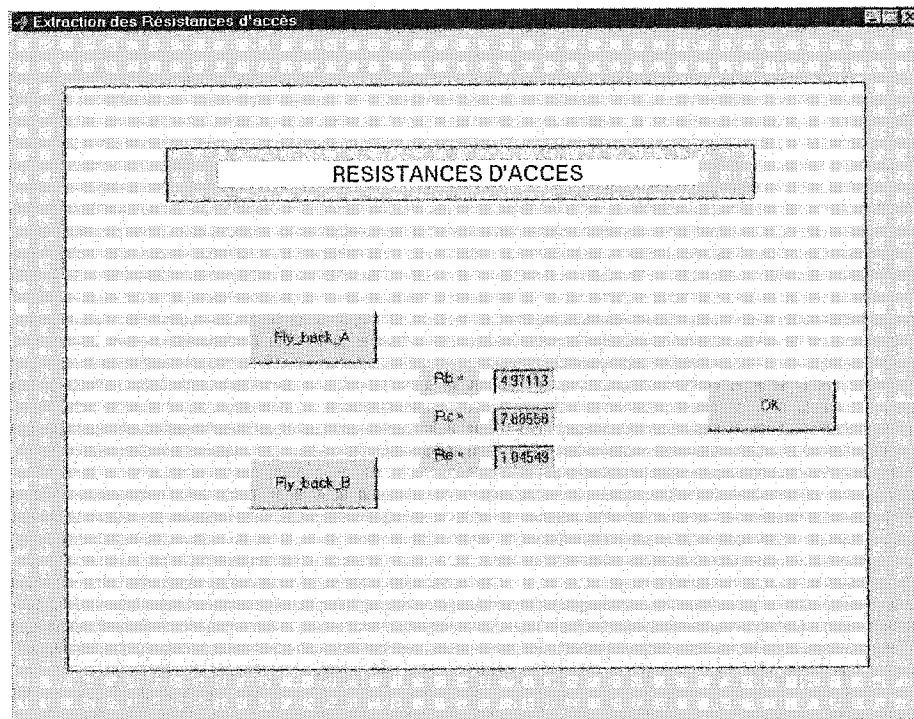
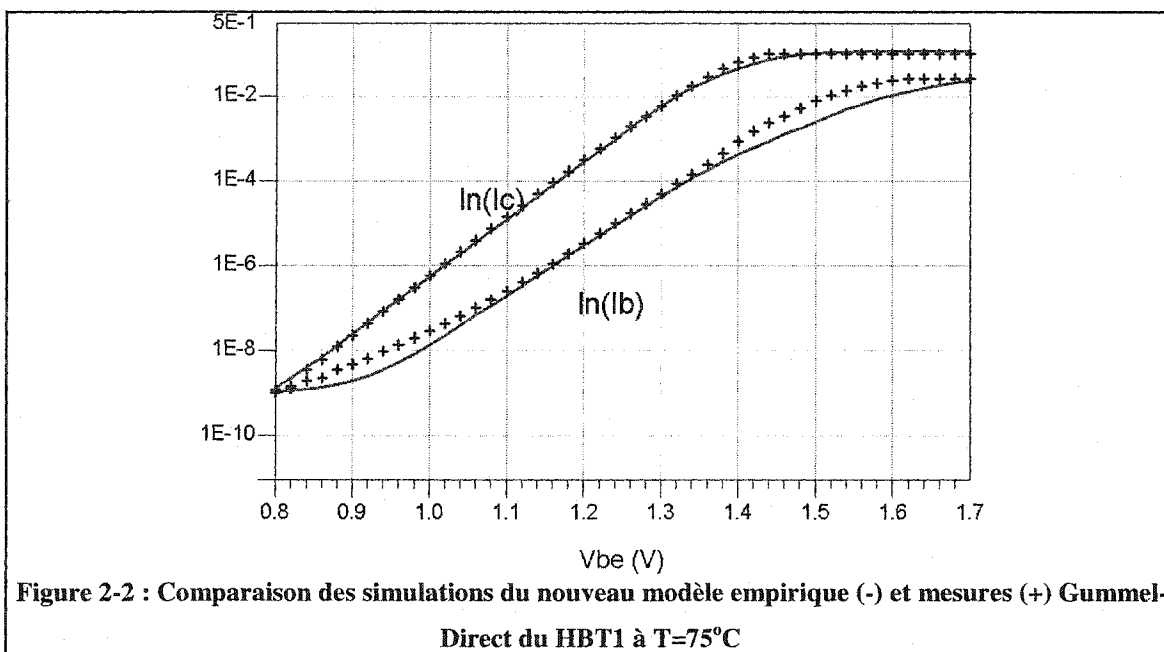
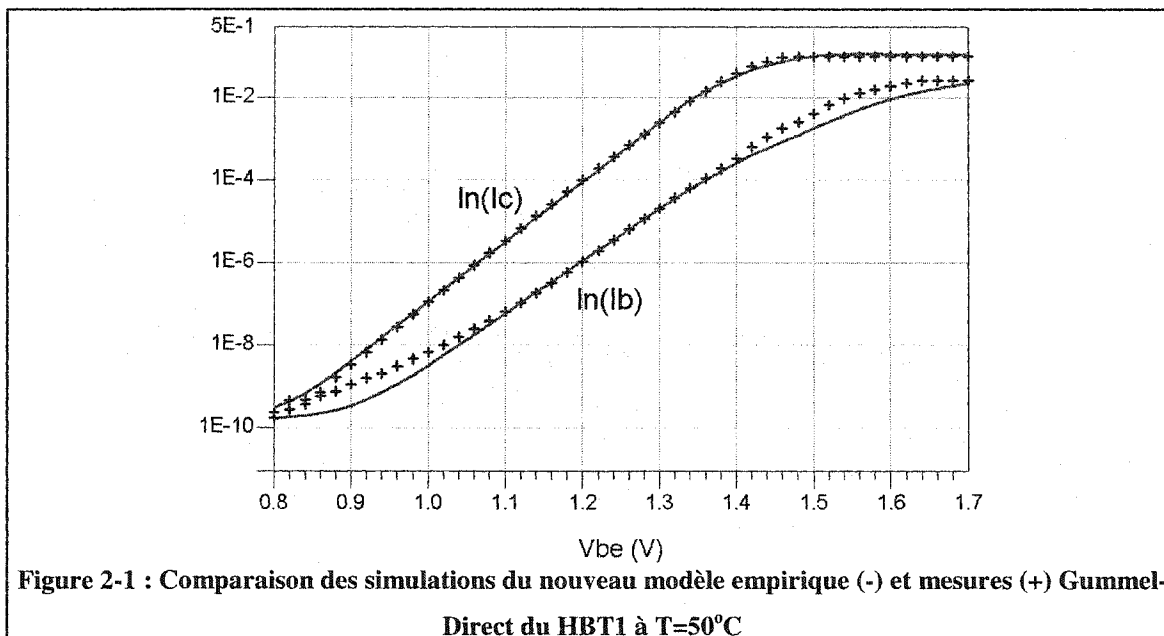


Figure 1-11 : Validation et Affichage du résultat d'extraction des résistances

ANNEXE B : RÉSULTATS DE SIMULATION GUMMEL-DIRECT À DIFFÉRENTES TEMPÉRATURES



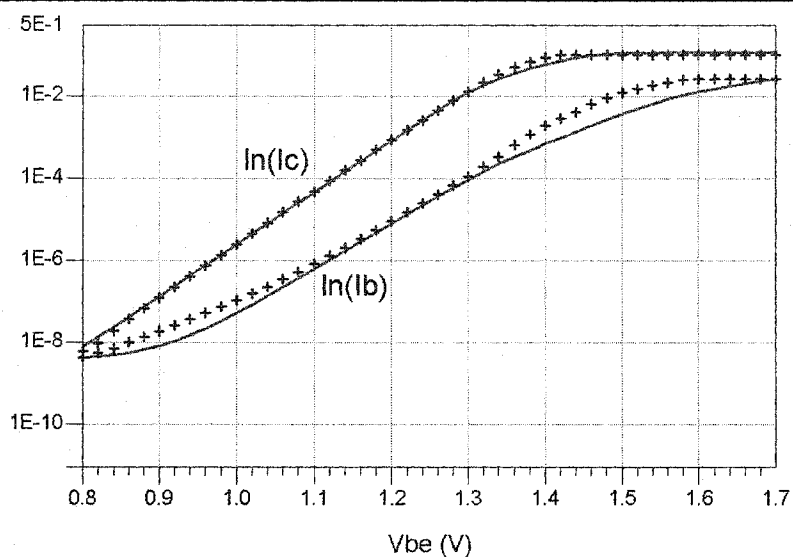


Figure 2-3 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) Gummel-Direct du HBT1 à $T=100^\circ\text{C}$

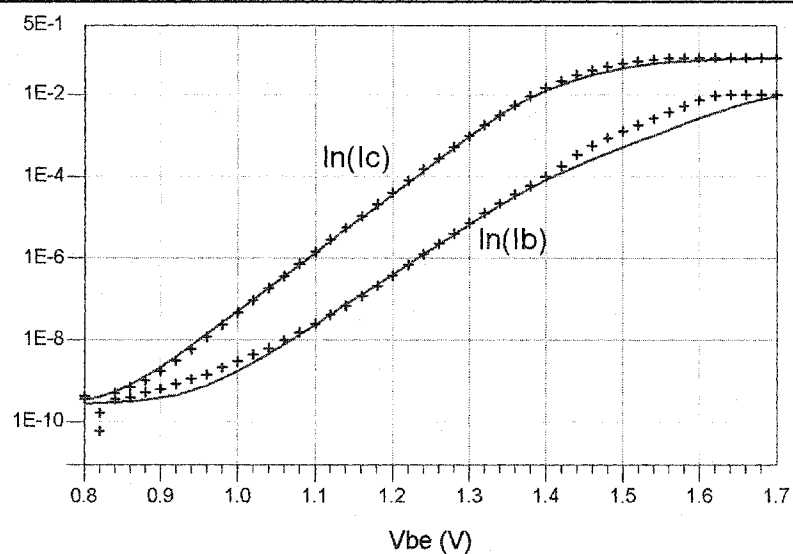


Figure 2-4 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) Gummel-Direct du HBT2 à $T=50^\circ\text{C}$

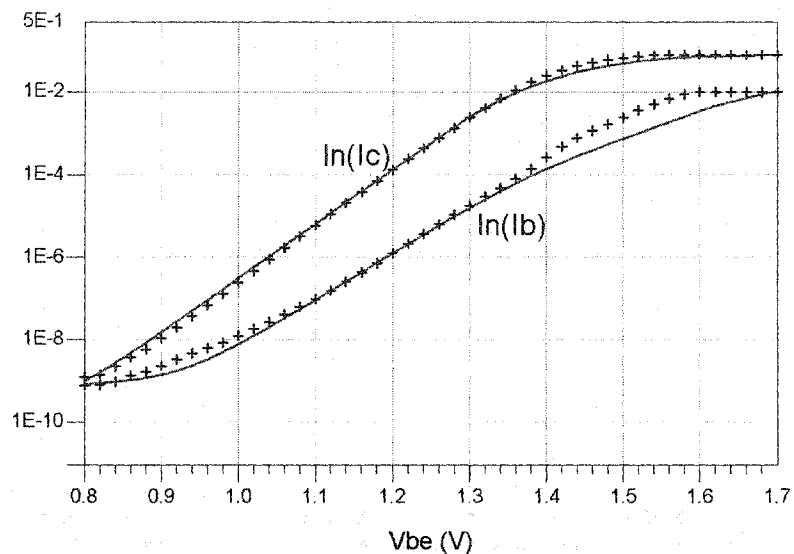


Figure 2-5 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) Gummel-Direct du HBT2 à $T=75^\circ\text{C}$

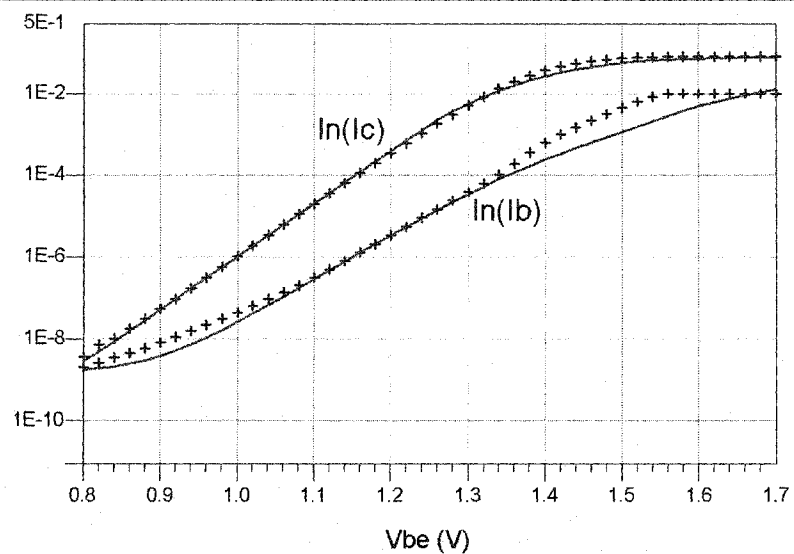


Figure 2-6 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) Gummel-Direct du HBT2 à $T=100^\circ\text{C}$

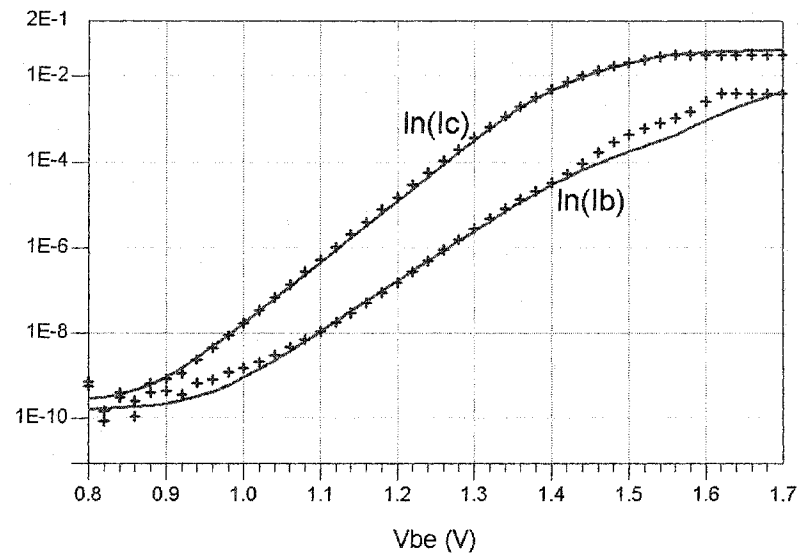


Figure 2-7 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) Gummel-Direct du HBT3 à $T=50^\circ\text{C}$

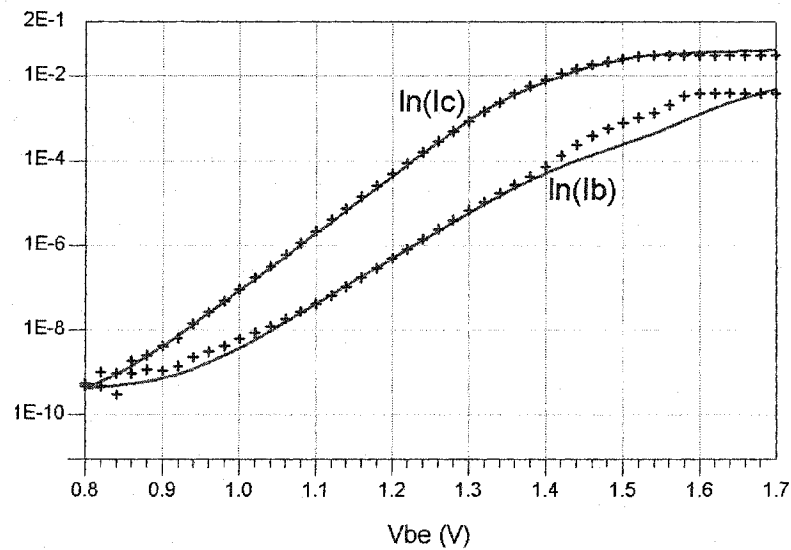


Figure 2-8 : Comparaison des simulations du nouveau modèle empirique (-) et mesures (+) Gummel-Direct du HBT3 à $T=75^\circ\text{C}$

