

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN TECHNOLOGIE DES SYSTÈMES
M.ing.

PAR
RACHID SI MAHFOUD

MODÉLISATION DES TRANSISTORS BIPOLAIRES À HÉTÉROJONCTION
POUR LA RÉALISATION DE CIRCUITS MONOLITHIQUES HYPERFRÉQUENCE

MONTRÉAL, 22 NOVEMBRE 2001

© droits réservés de Rachid Si Mahfoud

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

- **M. Ammar B. Kouki, directeur de mémoire.**
Département de génie électrique à l'école de technologie supérieure.
- **M. Jean Belzile, professeur.**
Département de génie électrique à l'école de technologie supérieure.
- **M. Fadhel M. Ghannouchi, professeur**
École polytechnique de montréal.

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET UN PUBLIC

LE 7 NOVEMBRE 2001

À L' ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

Je dédie ce travail

À mon épouse, mes deux filles Nayla et Lina, mes parents ,

À tous ceux que j'aime et qui m'aiment...

MODÉLISATION DES TRANSISTORS BIPOLAIRES À HÉTÉROJONCTION POUR LA RÉALISATION DE CIRCUITS MONOLITHIQUES HYPERFRÉQUENCE

Rachid Si Mahfoud

Sommaire

Ce travail porte sur la modélisation petit signal du transistor bipolaire à hétérojonction (HBT) de la filière GaInP/GaAs, ainsi que l'intégration du modèle dans un logiciel de CAO, tel que Advanced Design System (ADS). Le modèle développé est utilisé en vue de réalisation d'amplificateurs monolithiques.

Ces transistors sont des dispositifs semi-conducteurs relativement récents, qui offrent des performances remarquables dans les applications micro-ondes/millimétriques et les circuits numériques à très haute vitesse.

Pour pouvoir exploiter ces transistors, il faudrait développer des modèles équivalents et des méthodes d'extraction des paramètres de ces composants. Nous avons donc contribué au développement et à la programmation d'une nouvelle méthode analytique d'extraction de ces paramètres du (HBT). Cette procédure d'extraction utilise un ensemble d'expressions sans aucune approximation, dans ce sens on peut dire que cette méthode d'extraction est plus correcte. Cette étude a conduit à la validation du modèle linéaire en la comparant aux résultats de mesures.

Dans ce mémoire, nous avons intégré un modèle linéaire dans un logiciel de CAO sous forme de modèle compilé, ainsi que la procédure à suivre pour concevoir ce modèle compilé appliqué au HBT, avec tous les paramètres qui le constituent.

Cette étude a conduit à la validation du modèle compilé en la comparant aux résultats de simulation du modèle petit signal du HBT.

Finalement, le nouveau modèle linéaire que nous avons développé est appliqué à la conception d'un amplificateur transimpédance, pour la réalisation d'un convertisseur optoélectronique.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au laboratoire LACIME de l'École de technologie supérieure de Montréal.

Je tiens à exprimer ma plus profonde reconnaissance envers Monsieur le professeur Ammar Kouki, qui a dirigé ce travail avec enthousiasme et efficacité et m'a accordé toute sa confiance. Ses compétences scientifiques m'ont beaucoup apporté, son soutien actif et ses qualités humaines m'ont profondément touché.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur Fadhel Ghannouchi, professeur à l'École polytechnique de Montréal, ainsi qu'à Monsieur Jean Belzile, professeur au département de génie électrique à l'École de technologie supérieure, qui ont accepté d'examiner et d'évaluer ce travail.

Mes remerciements les plus vifs, vont bien sûr, à mon épouse Fatma pour sa patience et sa compréhension durant toute la durée de ces travaux.

J'adresse une reconnaissance particulière à Sami Bousnina de l'École polytechnique de Montréal, pour sa collaboration à ce travail.

Qu'Ahmed Birafane veuille bien trouver ici ma profonde reconnaissance pour ses compétences scientifiques et sa disponibilité.

Enfin que tous mes camarades du laboratoire, étudiants, chercheurs, trouvent ici l'expression de ma reconnaissance pour la sympathie et l'amitié qu'ils m'ont témoigné.

TABLE DES MATIÈRES

SOMMAIRE	iv
REMERCIEMENTS	vi
TABLE DES MATIÈRES	vii
LISTE DES TABLEAUX	x
LISTE DES FIGURES	xi
LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS	xiv
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE 1 STRUCTURE PHYSIQUE ET MODÈLES CONVENTIONNELS DES HBTs	5
1.1 Introduction	5
1.2 Théorie de base des Transistors Bipolaires à Hétérojonction(HBTs)	7
1.3 Structure physique du HBT	10
1.4 Performances comparées et application du HBT	12
1.5 Modèles électriques petit-signal des HBTs	14
1.5.1 Modèle d'Ebers-Moll	14
1.5.2 Modèle de Gummel-Poon	16
1.6 Conclusion	20
CHAPITRE 2 NOUVELLE TECHNIQUE ANALYTIQUE POUR DÉTERMINER LES PARAMÈTRES PETIT SIGNAL DU HBT	21
2.1 Introduction	21
2.2 Analyse théorique	23
2.3 Extraction du modèle petit signal	26
2.3.1 Méthode du de-embedding	26
2.3.2 Extraction des paramètres extrinsèques (résistances d'accès)	31
2.3.3 Extraction des paramètres intrinsèques	35

2.3.4	Organigramme d'extraction des paramètres du HBT	38
2.3.5	Première étape (extraction des paramètres extrinsèques.....	39
2.3.6	Deuxième étape (extraction des paramètres intrinsèques	40
2.3.7	Résultats et discussion	41
2.4	Conclusion	45
CHAPITRE 3 INTÉGRATION DU MODÈLE DANS UN LOGICIEL DE CAO (ADS) EN LE REPRÉSENTANT PAR UN MODÈLE COMPILE.....		46
3.1	Introduction	46
3.2	Construction du modèle compilé analogique.....	46
3.3	Création du nouveau modèle compilé.....	47
3.4	Création d'un élément linéaire dans un circuit	48
3.5	Application à une résistance.....	50
3.6	Modèle compilé appliqué au HBT	52
3.7	Programmation et compilation du modèle	53
3.8	Vérification des résultats du modèle compilé	54
3.9	Conclusion	56
CHAPITRE 4 CONCEPTION D'UN CONVERTISSEUR OPTOÉLECTRONIQUE		57
4.1	Structure d'un convertisseur optoélectronique.....	57
4.2	Photodiode PiN	58
4.3	Circuit transimpédance associé à une photodiode	63
4.3.1	Introduction	63
4.3.2	Circuit transimpédance.....	64
4.3.3	Structure de la diode PiN	66
4.3.4	Importance des matériaux	67
4.3.5	Conception de l'amplificateur transimpédance	68
4.3.6	Calcul de sensibilité	70
4.3.7	Composants passifs pour une intégration monolithique	75
4.3.8	Résistance en couche mince.....	75

4.3.9	Inductance spirale.....	76
4.4	Résultats de simulation	77
4.5	Conclusion	80
	CONCLUSION GÉNÉRALE ET RECOMMANDATIONS	81
	ANNEXE A : Code source du modèle compilé	83
	ANNEXE B : Code source (extraction des paramètres)	86
	ANNEXE C : Les quites de calibration SOLT pour les probes	103
	RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	105

LISTE DES TABLEAUX

Tab!eau 1	Performances du HBT et celles du MESFET et du HEMT	13
Tableau 2	Extraction des paramètres pour différents points de polarisation	44
Tableau 3	Description des éléments du layout de l'amplificateur	79

LISTE DES FIGURES

Figures

Figure 1.1	Coupe transversale d'un HBT	6
Figure 1.2	Diagramme des bandes d'énergie	8
Figure 1.3	Exemple de profil de croissance épitaxiale d'un HBT.....	11
Figure 1.4	Circuit équivalent du modèle CC d'Ebers-Moll	15
Figure 1.5	Circuit équivalent du modèle de Gummel-Poon.....	17
Figure 2.1	Schéma équivalent petit signal du HBT GaInP/GaAs	24
Figure 2.2	Partie intrinsèque du modèle petit signal	24
Figure 2.3	Application de la transformation en forme de T à Pi de la partie intrinsèque du circuit	25
Figure 2.4	Schéma équivalent compact de la partie intrinsèque du HBT.....	25
Figure 2.5	Layout du HBT entouré par la structure passive.	27
Figure 2.6	Schéma représentant les quatre ports de la structure passive du HBT	28
Figure 2.7	Schéma équivalent du HBT GaInP/GaAs à collecteur ouvert.....	32
Figure 2.8	Évolution de la résistance totale de base à partir de réel ($Z_{11}-Z_{12}$)en fonction du courant I_b à basse fréquence	33
Figure 2.9	Évolution de réel(Z_{21}) en fonction de $(1/I_b)$ à basse fréquence	34
Figure 2.10	Évolution de réel($Z_{22}-Z_{21}$) en fonction de $(1/I_b)$ à basse fréquence	34
Figure 2.11	Évolution de ωG_m en fonction de ω	34
Figure 2.12	Comparaison des paramètres S mesurés et calculés pour le HBT (1 – 30 GHz , $V_{ce}=3v$, $I_c=10$ mA, $I_b=50 \mu A$)	42
Figure 2.13	Comparaison des paramètres S mesurés et calculés pour le HBT (1 – 30 GHz , $V_{ce}=4.5v$, $I_c=0.5$ mA, $I_b=110 \mu A$).	43

Figure 2.14	Comparaison des paramètres S mesurés et calculés pour le HBT (1 – 30 GHz , V _{ce} =1.5v, I _c =0.5 mA, I _b =3 μ A).	43
Figure 3.1	Rapport des fichiers programmés en C	48
Figure 3.2	Réseau à deux ports	49
Figure 3.3	Paramètres Y d'une résistance connectée entre deux ports	50
Figure 3.4	Description des paramètres internes du modèle	52
Figure 3.5	Conception du modèle compilé	53
Figure 3.6	Comparaison entre modèle compilé et schéma équivalent du HBT.	54
Figure 4.1	Structure d'un convertisseur optoélectronique	57
Figure 4.2	Variation de la capacité de transition d'une photodiode	59
Figure 4.3	Exemple de diode PiN. (a) structure de la diode, (b) profil de dopage, (c) le profil de charge, (d) diagramme des bandes d'énergie, (e) profil du champ électrique	60
Figure 4.4	Schéma électrique équivalent d'une diode PiN	61
Figure 4.5	Bande passante en fonction de la longueur de la région de charge	62
Figure 4.6	Schéma illustrant l'intégration de la diode PiN ou APD, avec le HBT sur un même substrat	63
Figure 4.7	Structure du circuit transimpédance avec une photodiode	64
Figure 4.8	Représentation symbolique et schéma équivalent (a) de l'amplificateur de tension, (b) du circuit transimpédance	65
Figure 4.9	Structure de la diode PiN	66
Figure 4.10	Responsivité de la diode PiN	67
Figure 4.11	Amplificateur transimpédance	69
Figure 4.12	Schéma équivalent petit signal en émetteur commun représentant la photodiode et le HBT	71
Figure 4.13	Schéma équivalent d'une résistance en couche mince	75
Figure 4.14	Schéma équivalent d'une inductance spirale	76
Figure 4.15	Bande passante de l'amplificateur transimpédance	78

Figure 4.16	L'effet de la résistance R _f sur le gain et la bande passante.....	78
Figure 4.17	Layout de l'amplificateur transimpédance.....	79

LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS

BJT :	Transistor à jonction bipolaire (Bipolar Junction Transistor).
HBT :	(Heterojunction Bipolar Transistor).
TBH :	Transistor bipolaire à hétérojonction.
MESFET :	(Metal Semiconductor Field Effect Transistor) Transistor à effet de champ.
HEMT :	(High Electron Mobility Transistor).
MBE :	Molecular Beam Epitaxy : technique de croissance épitaxiale.
MOCVD :	Metal Organic Chemical Vapor Deposition.
GaAs :	Arséniure de Gallium.
InP :	Phosphure d'Indium.
RF :	Radio Fréquence.
f_r :	Fréquence de coupure.
f_{\max} :	Fréquence maximale d'oscillation du transistor.
β :	Gain en courant d'un transistor.
K :	Constante de Boltzmann.
T :	Température de la pièce.
q:	Charge de l'électron.
V_{be} :	Tension de la jonction base-émetteur.
V_{bc} :	Tension de la jonction base-collecteur.
V_{be} :	Tension collecteur-émetteur.
I_s :	Courant de saturation du collecteur.
I_b :	Courant de la base.
I_c :	Courant du collecteur.
I_e :	Courant de l'émetteur.
T_j :	Température de la jonction.
Φ :	Barrière de potentiel de jonction.

R_b :	Résistance de contact de la base.
R_c :	Résistance de contact du collecteur.
R_e :	Résistance de contact de l'émetteur.
C_{bc} :	Capacité intrinsèque base-collecteur.
C_c :	Capacité extrinsèque base-collecteur.
C_{be} :	Capacité base-émetteur.
G_m :	Transconductance.
τ :	Temps de transit collecteur-émetteur.
PAE :	Efficacité énergétique ajoutée (Power Added Efficiency).
SOLT :	Short-Open-Load-Thru.
LNA :	Low noise amplifier.
MMIC :	Monolithic microwave integrated circuits.
BER :	La probabilité d'erreur d'un bit (Bit Error Rate).

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les télécommunications par radiocommunication ou par fibre optique à haut débit, subissent une révolution technologique. Les transmissions des données en gigabits par seconde à travers les continents, et le besoin de communiquer et de télécharger des documents à haute vitesse sont devenus un sujet d'actualité.

Cette situation impliquera un besoin de performance au niveau des systèmes de télécommunications, en particulier les récepteurs optoélectroniques. Il est donc nécessaire d'avoir de nouveaux dispositifs et de nouvelles technologies tels que les circuits intégrés monolithiques micro-ondes (MMIC). Ces circuits se développent rapidement tant en performance qu'en complexité. Devant cette situation, le concepteur de circuit micro-ondes aura besoin d'utiliser des modèles qui sont intégrés dans les logiciels de CAO et qui représentent la réalité physique du composant.

Parmi ces nouveaux dispositifs disponibles aux concepteurs, le HBT représente un intérêt nouveau grâce à l'émergence de nouvelles technologies de croissance de couches épitaxiées telle que la MBE (Molecular Beam Epitaxie), la MOCVD (Metal Organic Chemical Vapor Epitaxie) ou la CBE (Chemical Beam Epitaxie). Ces techniques permettent de fabriquer des couches dont l'épaisseur et le dopage sont contrôlés de façon très précise sur des substrats de grandes tailles. Avec l'introduction du processus de la base auto-alignée (Self-aligned base processes); ces techniques ont aussi permis la réduction de la résistance de base extrinsèque, et les techniques d'implantation d'ions (Ion implantation techniques) ont aidé à réduire la capacité base-émetteur.

La meilleure mobilité du GaAs et sa plus grande largeur de bande interdite, permettent d'envisager des composants bipolaires capables de fonctionner à hautes

fréquences ($f_t > 100\text{GHz}$), donnant au HBT des performances remarquables dans les applications micro-ondes, et optoélectroniques. Ainsi pour satisfaire aux besoins des concepteurs des systèmes de télécommunications, les outils de CAO doivent inclure des modèles fiables représentant le comportement de ces transistors dans tous leurs modes de fonctionnement.

Les modèles constituent le noyau essentiel des logiciels de CAO. Ces modèles sont basés sur des circuits (schémas équivalents). Nous pouvons distinguer trois types de schémas équivalents liés d'une part, aux caractéristiques linéaires et au bruit du composant et d'autre part, à ses caractéristiques non-linéaires. Le schéma équivalent linéaire petit signal fait intervenir des grandeurs électriques qui caractérisent la réponse du dispositif à des petites variations des tensions et des courants, autour du point de fonctionnement, et la validité n'est assurée que pour un seul point de polarisation.

Pour le développement des circuits micro-ondes utilisant un transistor bipolaire à hétérojonction, il est essentiel d'utiliser un schéma équivalent significatif pour faire des analyses de performance avec des simulations. Les propriétés de ces modèles doivent satisfaire les critères suivants : (i) La topologie du modèle (schéma équivalent) doit refléter la structure physique du transistor et doit capturer tous les phénomènes physiques importants. (ii) La procédure d'extraction du modèle doit être effective et systématique.

Les modèles actuels utilisés pour la simulation des comportements des HBTs, implantés dans les simulateurs industriels, sont des versions légèrement modifiées du modèle de Gummel Poon (GP), élaboré initialement pour les transistors bipolaires (BJT). La précision et la validité de ces modèles ne sont pas toujours appréciables à hautes fréquences et dans les différents modes d'opérations. Ceci est dû essentiellement au fait que le modèle de GP ne tient pas compte de certains effets affectant le

comportement des HBTs, tels que les effets d'autoréchauffement qui sont absents dans les BJTs en silicium.

Ainsi la recherche d'un schéma équivalent linéaire relativement universel et fiable pour le HBT, et les méthodes de caractérisation associées, est un sujet d'actualité.

Les avantages potentiels du GaInP comme matériau d'émetteur placent le HBT GaInP/GaAs en premier plan pour des applications de puissance, et notamment pour la réalisation d'amplificateurs monolithiques, à haut rendement en classe A, B et C, ainsi que les amplificateurs transimpédances pour les applications à hauts débits.

Notre travail s'inscrit dans le cadre de ce projet, et porte sur la modélisation électrique (ou circuit équivalent) du HBT GaInP/GaAs, permettant de simuler les caractéristiques du composant en particulier en mode petit-signal ; et l'élaboration de technique d'extraction des paramètres de ces modèles à partir des paramètres S mesurés pour un point de polarisation.

Le premier chapitre est consacré à un bref historique sur l'évolution des transistors bipolaires, ainsi que la structure physique et modèles conventionnels des HBTs, et rappelle une introduction générale sur les performances potentielles du HBT dans le domaine micro-ondes et l'utilité des modèles.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation. Nous présentons la nouvelle technique analytique pour l'extraction des paramètres du modèle petit-signal du HBT. Une validation du modèle et de la technique d'extraction est donnée en comparant les résultats de simulation avec ceux des mesures.

Dans le troisième chapitre, nous présentons la procédure à suivre pour faire une intégration du modèle développé dans le logiciel de CAO (ADS), en le représentant par

un modèle compilé. Les détails de la construction du modèle compilé analogique et sa validation sont aussi présentés.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons la conception d'un convertisseur optoélectronique à 10 Gbits/s, incluant une photodiode et un amplificateur transimpédance en technologie MMIC, en utilisant le modèle HBT développé et implanté dans les chapitres II et III.

Nous terminons ce mémoire par une conclusion générale sur l'ensemble du travail accompli ainsi que les recommandations et les perspectives suggérées pour des études ultérieures.

CHAPITRE 1

STRUCTURE PHYSIQUE ET MODÈLES CONVENTIONNELS DES HBTs

1.1 Introduction

Le transistor bipolaire à hétérojonction (HBT) a été inventé et breveté en 1948 par Shockley, à la suite de l'invention du transistor bipolaire. Ce concept d'inclure une hétérojonction, a été développé en 1957 par Kroemer [6] qui en a montré les avantages physiques. Mais à cette époque, les techniques de fabrication alors disponibles, n'avaient pas permis sa réalisation pratique.

Depuis l'apparition des premiers transistors bipolaires, plusieurs chercheurs tels que Ebers et Moll [4], Early, Prichard et Kirk ont travaillé en vue d'améliorer la compréhension physique et les performances de ces composants. En effet, pour résoudre le problème de l'augmentation du gain en courant de ces transistors, ils ont augmenté le dopage de l'émetteur par rapport à celui de la base, mais ceci avait tendance à augmenter la résistance de base et la capacité base-émetteur, ce qui ne permettait pas de faire fonctionner ces transistors à haute fréquence. Pour remédier à ce problème, ces chercheurs ont proposé des idées telles que l'utilisation d'un matériau ayant une large bande d'énergie interdite dans la région d'émetteur. Ce changement a permis d'optimiser séparément les deux régions, base et émetteur, il a donc donné naissance à l'hétérojonction (voir figure 1.1).

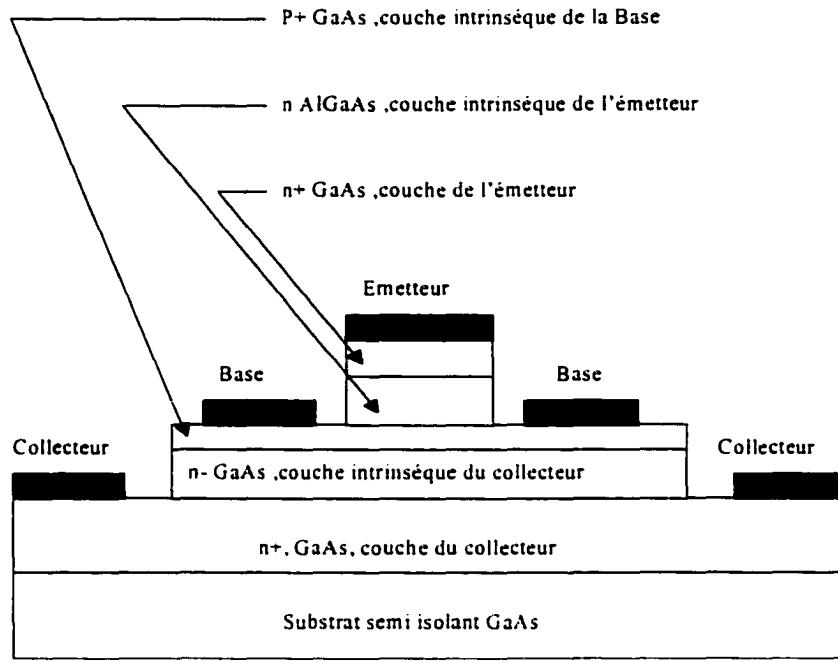


Figure 1.1 : Coupe transversale d'un HBT.

La fréquence à laquelle le gain maximum unilatéral est égal à l'unité est appelée fréquence maximale d'oscillation f_{\max} . Elle s'exprime en fonction de la fréquence de transition f_T , de la résistance de base R_b , et de la capacité de transition base-collecteur (C_{bc}) par :

$$f_{\max} \approx \frac{1}{2} \sqrt{\frac{f_T}{2\pi C_{bc} R_b}} \quad (1.1)$$

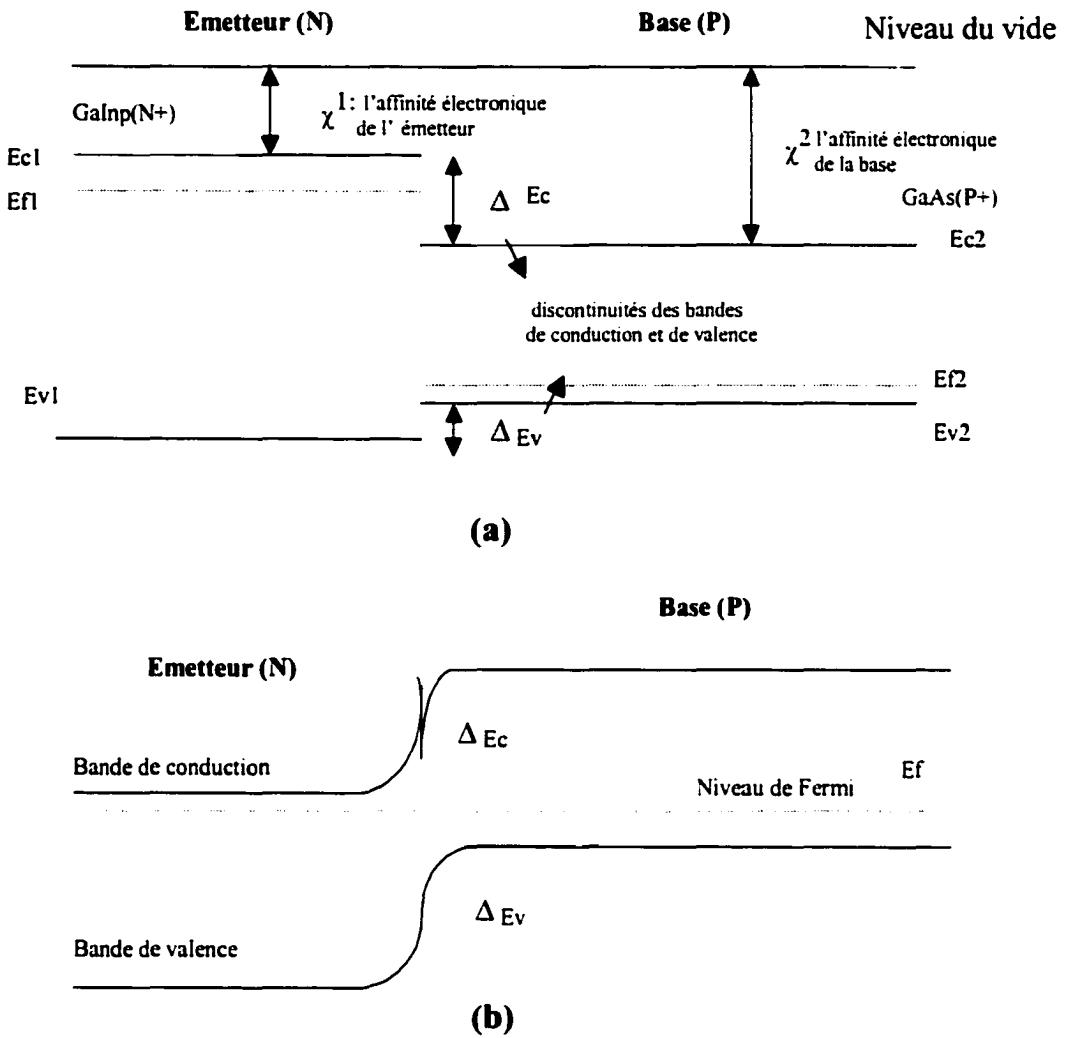
Il est clair d'après cette équation, qu'il faut réduire la résistance de base et la capacité base-collecteur pour augmenter la vitesse et la fréquence d'oscillation du composant.

Par ailleurs l'utilisation des semi-conducteurs de forte mobilité électronique à différentes bandes d'énergie interdites, tels que le GaAs/AlGaAs ou bien le InGaAs/InP, réduit le temps de transit dans la base et permet d'atteindre des fréquences maximales d'oscillation qui dépassent les 100 GHz. En conséquence, ces performances ont rendu possible l'utilisation de ces transistors dans la réalisation de circuits micro-ondes en ondes millimétriques.

1.2 Théorie de base des Transistors Bipolaires à Hétérojonction (HBTs)

L'utilisation d'une hétérojonction a été élaborée par Kroemer [6] en 1957. L'idée de base derrière le transistor à hétérojonction ("*Heterojonction Bipolar Transistor*" *HBT*) est d'utiliser deux matériaux semi-conducteurs ayant des bandes d'énergies interdites différentes pour former le transistor (voir figure 1.1). Le matériau à bande interdite large est utilisé dans la zone de l'émetteur, alors que le matériau à bande interdite étroite est utilisé dans la zone de la base. Ceci a pour effet de favoriser l'injection d'électrons dans la base, dans le cas d'un transistor npn, et de diminuer l'injection des trous dans l'émetteur. La base est fortement dopée afin de diminuer la résistance de base, l'émetteur est faiblement dopé afin de diminuer la capacité base-émetteur.

Dans le régime normal de fonctionnement, la jonction émetteur-base est polarisée en direct, et la jonction base-collecteur en inverse. Le diagramme des bandes d'énergie du HBT, dans ces conditions, est représenté par la figure 1.2.



- (a) – Diagramme des bandes d'énergie avant formation de l'hétérojonction.
 (b) – Diagramme des bandes d'énergie après formation de l'hétérojonction.

Figure 1.2 : Diagramme des bandes d'énergie.

La polarisation directe de la jonction émetteur-base provoque l'injection d'un courant d'électrons (I_n) de l'émetteur dans la base. Inversement, un courant de trous I_p est injecté de la base dans l'émetteur. Dans la base, les électrons minoritaires sont diffusés vers le collecteur et sont capturés par le champ électrique élevé régnant au niveau de la jonction base-collecteur, pour donner naissance au courant collecteur. Ainsi, une grande partie du courant d'électrons injectés de l'émetteur se retrouve dans le collecteur. C'est l'effet transistor.

Une partie des trous injectés de la base vers l'émetteur se recombine avec des électrons dans la zone de charge d'espace émetteur-base, donnant lieu au courant I_s . Des électrons minoritaires dans la base se recombinent avec les trous, pour donner le courant I_r . La recombinaison d'électrons est négligeable dans la région de charge d'espace collecteur-base, compte tenu du champ électrique élevé régnant dans cette zone.

Les courants de recombinaison à l'interface émetteur-base I_s et dans la base I_r viennent s'ajouter au courant I_p pour donner le courant base, qui lui-même vient se retrancher du courant d'émetteur I_e pour donner le courant collecteur I_c . Les courants émetteurs, base et collecteur s'expriment alors par :

$$I_e = I_n + I_p + I_s \quad (1.2)$$

$$I_b = I_p + I_r + I_s \quad (1.3)$$

$$I_c = I_n - I_r \quad (1.4)$$

Dans le cas d'un HBT de type npn, la majorité de la discontinuité de la bande d'énergie interdite apparaît dans la bande de valence (figure 1.2). Cette discontinuité, agit comme une barrière pour les trous et sert à réduire considérablement l'injection de trous dans l'émetteur.

Par conséquent, le courant de base d'un HBT sera beaucoup plus faible que celui d'un BJT, en augmentant considérablement le gain en courant β . En supposant qu'il n'y a pas de recombinaison électron-trou (un cas idéal), le gain en courant β pour un HBT augmente d'une façon exponentielle avec (ΔE_v) par rapport à celui du BJT. Cette variation est exprimée par l'équation suivante :

$$\frac{\beta_{\text{het}}}{\beta_{\text{homo}}} = \exp\left(\frac{q\Delta E_v}{K_B T}\right) \quad (1.5)$$

Les premiers résultats expérimentaux sur les HBTs ont commencé à apparaître dans la littérature au début des années 80. Depuis ce temps, les technologies de fabrication et de croissance se sont améliorées, notamment, les processus de la base autoalignée (*self-aligned base processes*) [9], qui ont réduit la résistance de base extrinsèque, et les techniques d'implantation d'ions (*ion implantation technique*) ont beaucoup aidé à réduire la capacité base-émetteur.

1.3 Structure physique du HBT

La structure physique des transistors bipolaires à hétérojonction et leur procédé de fabrication sont bien différents de ceux des transistors bipolaires à homojonction (BJT). Dans le cas des transistors bipolaires à homojonction, les épaisseurs de la base et du collecteur sont minimisées, afin de réduire le temps de transit des porteurs entre l'émetteur et le collecteur.

Cette différence se manifeste par l'utilisation de différents cristaux semi-conducteurs, tels que l'Arséniure de Gallium (GaAs), AlGaAs, et le Phosphure d'Indium l'InP dans la fabrication des HBTs. La figure 1.1 montre une coupe transversale du HBT, on constate qu'il y a approximativement sept couches de semi-conducteurs ayant chacune d'entre elles, des épaisseurs différentes et des concentrations de dopage variées.

Un exemple de profil de croissance épitaxiale donnant les dopages et les épaisseurs des différentes couches d'un HBT est montré dans la figure 1.3. Dans ce profil, le silicium (Si) est utilisé comme dopant n et le carbone (C) ou le beryllium (Be) est utilisé comme dopant p. On constate que la concentration de dopage est forte dans la couche de la base (de l'ordre de 10^{19} cm^{-3}) et est faible dans la couche de l'émetteur à « bande interdite » (de l'ordre de 10^{17} cm^{-3}) réduisant ainsi la résistance intrinsèque de la base et la capacité de jonction base-émetteur.

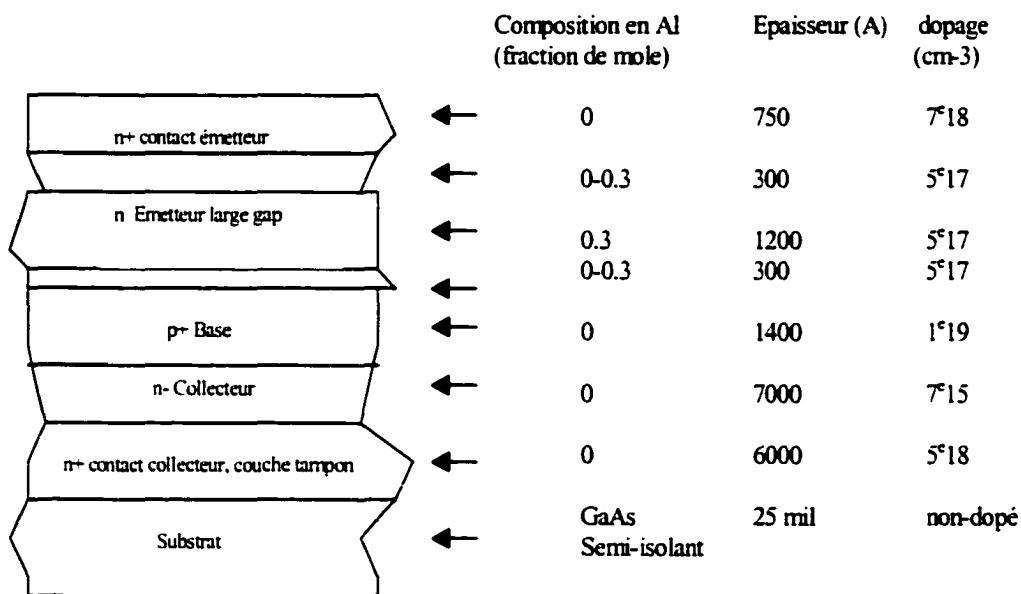


Figure 1.3 : Exemple de profil de croissance épitaxiale d'un HBT.

1.4 Performances comparées et application du HBT

Avec une lithographie micronique, les performances fréquentielles du HBT sont légèrement supérieures à celles du HEMT. Cependant, le bruit hautes fréquences généré par le HBT est nettement plus élevé que celui produit par le MESFET ou par le HEMT [11].

La fréquence de coupure f_T du HBT est beaucoup plus élevée, ceci est dû essentiellement aux faibles valeurs de la résistance de base et de la capacité de jonction base-émetteur.

L'utilisation des HBTs dans le domaine de l'optoélectronique (communication optique à débit élevé) est très répandue, en particulier les amplificateurs transimpédances qui peuvent atteindre des bandes passantes assez élevées.

La transconductance gm du HBT est définie comme étant la dérivée du courant collecteur par rapport à la tension base-émetteur ($gm = \frac{dI_c}{dV_{BE}}$), elle est 10 à 100 fois plus élevée que celle du MESFET, et dépend de la variation exponentielle du courant de sortie en fonction de la tension d'entrée pour les transistors bipolaires.

La jonction base-émetteur, région de contrôle du transistor, est parfaitement insensible aux effets de la tension de sortie (dû au fort dopage de la base), ce qui donne une faible conductance de sortie g_0 , qui est la dérivée du courant collecteur par rapport à la tension collecteur-émetteur ($g_0 = \frac{dI_c}{dV_{CE}}$). Ajouté à la valeur forte de gm , cet effet permet d'obtenir un facteur d'amplification en tension (gm/g_0) très élevé.

La tension de seuil du HBT (turn-on-voltage) V_{be} , facilement contrôlable par la structure épitaxiale du transistor, rend le temps de commutation beaucoup plus court. Ceci étend le domaine d'utilisation des HBTs aux circuits intégrés de grande vitesse. Contrairement au cas du FET, où la totalité de la surface émetteur conduit le courant, ce qui permet d'atteindre des gains en courant plus élevés.

Le tableau 1 compare les performances du HBT et celles du MESFET et du HEMT [2].

Tableau 1

Performances du HBT et celles du MESFET et du HEMT.

Paramètres	MESFET	HEMT	HBT	Conclusion
f_T	F	M	G	Le HBT est plus rapide
f_{max}	F	M	G	Le HBT à une bande d'utilisation plus étendue
Gain, BP	M	G	G	Le HEMT est plus efficace en large bande
Bruit d'amplitude	M	F	G	Le HEMT est meilleur pour les amplis à faible bruit
Bruit de phase	M	G	F	Le HBT est meilleur pour les VCOs
Gm/g_0	F	M	G	Le HBT est meilleur pour les amplis hautement linéaires
IP3/Pdc	G	M	G	Le MESFET est meilleur en HF. Le HBT est meilleur en BF

G=Grand , M= Moyen , F=Faible

1.5 Modèles électriques petit-signal des HBTs

Les modèles sont des représentations sous forme d'équations mathématiques du comportement des composants. En général, ils décrivent les lois de variation du courant et de la charge en fonction des tensions appliquées aux bornes de ce composant. Les modèles constituent le noyau essentiel des logiciels de CAO. Ces modèles sont basés sur des circuits (schémas équivalents) ; le schéma équivalent linéaire petit signal fait intervenir des grandeurs électriques qui sont liées à des petites variations des tensions et des courants, autour du point de fonctionnement, et la validité n'est assurée que pour un seul point de polarisation. Les modèles linéaires des transistors micro-ondes sont utilisés pour simuler leurs caractéristiques petit-signal, tels que les paramètres de dispersion [S], les paramètres de bruit, le gain et la stabilité. Ceci est dans le but de s'en servir dans la CAO des amplificateurs linéaires ou des mélangeurs.

Dans ce qui suit, nous présentons les modèles conventionnels implantés dans les simulateurs industriels. Ces modèles sont introduits initialement pour simuler le fonctionnement en courant continue (CC) des transistors bipolaires à homojonction, et ont été par la suite légèrement modifiés pour les appliquer aux HBTs.

1.5.1 Modèle d'Ebers-Moll

C'est en 1954 que le modèle d'Ebers-Moll (EM) a été introduit pour les transistors bipolaires à homojonction (BJT) [4]. Il est constitué de deux diodes modélisant les deux jonctions base-émetteur et base-collecteur, respectivement. La figure 1.4 montre le circuit électrique équivalent du modèle courant continue. Ce circuit ne tient pas compte ni des charges emmagasinées dans les jonctions, ni des résistances de contact, ni des éléments parasites introduits par les plots de connections du dispositif.

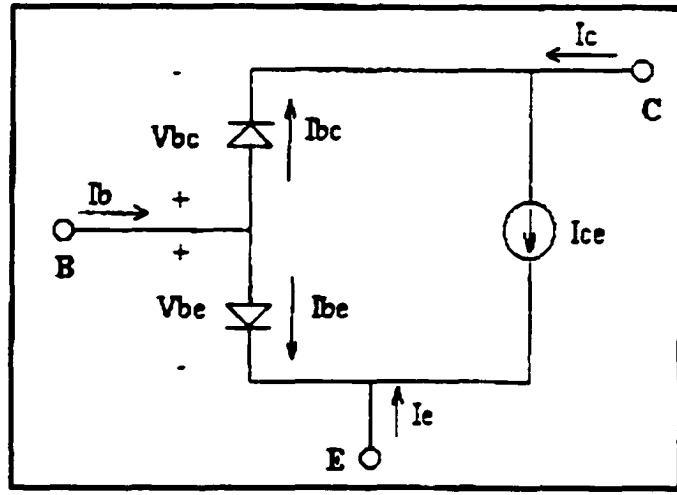


Figure 1.4 : Circuit équivalent du modèle CC d'Ebers-Moll.

Les équations d'états des diodes sont les mêmes que celles d'une jonction pn normale, soient :

$$I_{be} = I_{se} \left(e^{\frac{qVbe}{KTj}} - 1 \right) \quad (1.6)$$

$$I_{bc} = I_{sc} \left(e^{\frac{qVbc}{KTj}} - 1 \right) \quad (1.7)$$

avec : I_{se} (I_{sc}) : courant de saturation base-émetteur (base-collecteur).

Vbe (Vbc) : tension base-émetteur (base-collecteur).

q : charge de l'électron.

K : constante de Boltzman.

Tj : température de la jonction.

Le générateur de courant entre le collecteur et l'émetteur, Ice , est représenté par l'équation suivante :

$$I_{ce} = I_s \left\{ \left(e^{\frac{qVbe}{KTj}} - 1 \right) - \left(e^{\frac{qVbc}{KTj}} - 1 \right) \right\} \quad (1.8)$$

Les courants du collecteur, base et émetteur aux niveaux des accès du transistor se déduisent facilement des équations (1.6), (1.7), (1.8) en utilisant les lois de Kirchoff. Les équations suivantes donnent les expressions de ces courants :

$$I_c = I_{ce} - I_{bc} \quad (1.9)$$

$$I_b = I_{be} + I_{bc} \quad (1.10)$$

$$I_e = -(I_{ce} + I_{be}) \quad (1.11)$$

Les limitations du modèle EM sont dues principalement à la négligence de certains effets, tels que les capacités d'interjonctions et de diffusion, ainsi que les résistances ohmiques aux niveaux des accès du transistor. Ces effets sont introduits dans le modèle de Gummel-Poon décrit en détails dans la section suivante.

1.5.2 Modèle de Gummel-Poon (modèle GP)

Le modèle de Gummel-Poon [5] est une variante du modèle d'Ebers-Moll [4], dans lequel sont introduits les phénomènes liés aux fortes densités de courant. Il a apporté des améliorations considérables, quant à la modélisation des transistors bipolaires en régime de fonctionnement courant continue. Si le modèle de Gummel-Poon présente un intérêt certain dans le cas d'un BJT, son utilisation est discutable pour la modélisation du HBT. Il reste cependant que le modèle de Gummel-Poon est implanté dans tous les logiciels de simulation, et qu'à ce titre, il est intéressant de l'adapter pour la modélisation du HBT. La figure 1.5 montre le circuit équivalent de ce modèle.

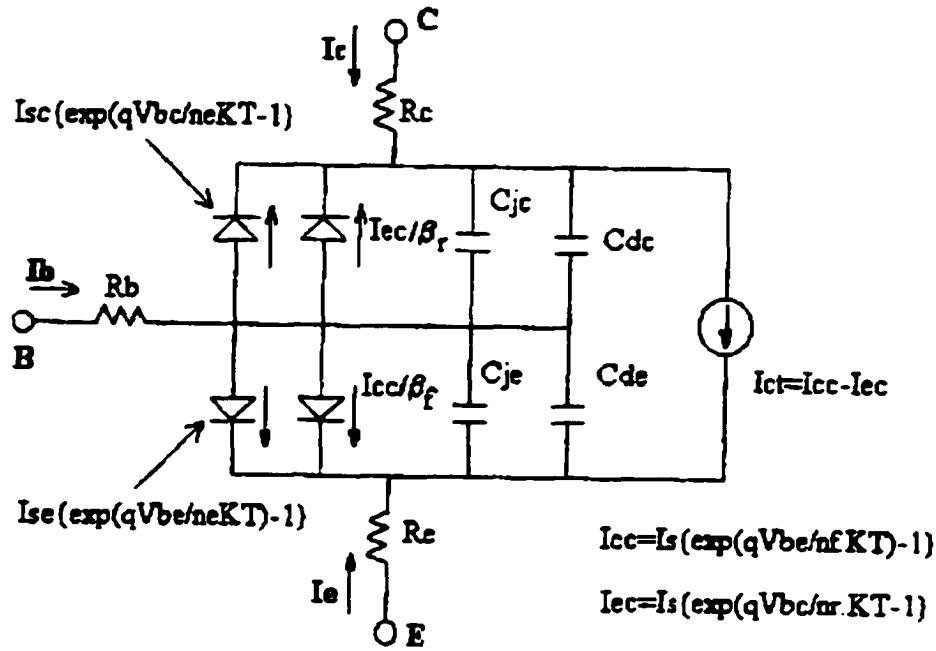


Figure 1.5 : Circuit équivalent du modèle de Gummel-Poon.

D'après le circuit de la figure 1.5, le courant collecteur total I_c et le courant de base total I_b , sont donnés par les équations suivantes :

$$I_c = I_s \left\{ \left(e^{\frac{qVbe}{n_f KT}} - e^{\frac{qVbc}{n_c KT}} \right) \right\} - \frac{I_s}{\beta_r} \left(e^{\frac{qVbc}{n_r KT}} - 1 \right) - I_s \left(e^{\frac{qVbc}{n_c KT}} - 1 \right) \quad (1.12)$$

$$I_b = \frac{I_s}{\beta_f} \left(e^{\frac{qVbe}{n_f KT}} - 1 \right) - I_{se} \left(e^{\frac{qVbe}{n_c KT}} - 1 \right) - \frac{I_s}{\beta_r} \left(e^{\frac{qVce}{n_r KT}} - 1 \right) - I_{sc} \left(e^{\frac{qVbc}{n_c KT}} - 1 \right)$$

Où n_f et n_r , sont les facteurs d'idéalité du courant collecteur en opération directe ($Vbe > 0$ et $Vbc < 0$) et inverse ($Vbe < 0$ et $Vbc > 0$), respectivement, de même, n_e et n_c sont ceux du courant de base. Ces facteurs indiquent que les diodes représentant

les deux jonctions base-émetteur et base-collecteur ne sont pas idéales, contrairement au modèle d'Ebers-Moll dans lequel les diodes sont considérées idéales. I_s est le courant de saturation du collecteur. I_{se} et I_{sc} sont ceux des composantes du courant de base. β_f et β_r sont respectivement les gains en courant en opération directe et inverse. Les deux équations (1.12) tiennent compte des deux modes d'opération directe et inverse du transistor, le courant total de la base est représenté par deux ensembles de diodes en parallèle, un ensemble correspondant à la jonction base-émetteur et l'autre à la jonction base-collecteur. Gummel et Poon ont conclu que l'utilisation d'un ensemble de deux diodes en parallèle pour simuler chaque jonction permet de tenir compte de la dépendance du gain β avec la polarisation. Plus précisément, une diode dans chaque ensemble correspond au courant dû à la recombinaison électron-trous qui se produit dans la région de charge et d'espace de chaque jonction, cette composante de courant est représentée par le facteur d'idéalité n_e en opération directe. L'autre diode, dans chaque ensemble, est directement proportionnelle à une des composantes de la source de courant entre le collecteur et l'émetteur (voir figure 1.5).

Les charges emmagasinées dans les deux jonctions, sont représentées par des capacités. La capacité de chaque jonction possède deux composantes. Une composante représente la capacité de la région d'appauvrissement ayant le modèle de l'équation suivante :

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_j}{\Phi}\right)^m} \quad (1.13)$$

où C_{j0} est la capacité de jonction à une tension de jonction $V_j=0$, Φ est la barrière de potentiel de la jonction et m un facteur qui dépend de la nature de la jonction, l'autre composante représente la capacité de diffusion exprimée par l'équation suivante :

$$C_{diff} = \frac{qI_d\tau_d}{KTn_f} \quad (1.14)$$

Où I_d est le courant de diffusion et τ_d est le temps de diffusion.

Ces équations, de (1.10) à (1.14), représentent la partie active du modèle de Gummel-Poon, les contacts aux niveaux des trois accès, base, émetteur et collecteur, sont représentés par les résistances R_b , R_e et R_c , respectivement.

Les modèles des courants I_c et I_b ont une forme exponentielle et possèdent un nombre élevé de paramètres. L'extraction de ces paramètres pour un transistor donné, nécessite beaucoup de mesures expérimentales. La procédure classique d'extraction, appelée méthode graphique de Gummel (Gummel plots), est basée sur des représentations graphiques logarithmiques des mesures courant continu, telles que le courant collecteur I_c , et le courant de base I_b en fonction de la tension base-émetteur V_{be} en opération directe et inverse. Le modèle de Gummel-Poon n'est applicable pour les HBTs que lorsque l'effet d'auto-réchauffement est négligeable (courant de base faible). En ce qui concerne l'opération en mode petit signal des HBTs, plusieurs chercheurs utilisent des versions linéarisées du modèle de Gummel-Poon en remplaçant la source de courant collecteur-émetteur par une transconductance, et la diode base-émetteur par une conductance, toutes les deux linéaires.

1.6 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet d'une revue historique des modèles de transistor, et des différentes améliorations qui se sont suivies au cours des cinquante dernières années.

Les performances en fréquence des HBTs sont liées au temps de transit des électrons entre l'émetteur et la base. La présence de l'hétérojonction, permet de réduire la résistance active de base, mais ne modifie pas la résistance parasite d'accès à la base. La technique de l'autoalignement permet d'une part, de diminuer la résistance parasite de base, et d'autre part, la capacité extrinsèque de la jonction base-collecteur. Une comparaison des performances a été illustrée par rapport aux MESFET, et HEMT. Les filières InP/GaInAs et AlInAs/GaInAs, sur substrat InP, permettent d'améliorer les performances fréquentielles, ainsi que les nouvelles filières SiGe [13], dans laquelle le silicium, matériau de plus grande largeur de bande interdite constitue l'émetteur et l'alliage SiGe constitue la base. Tout ce que nous pouvons conclure est que les recherches sur la modélisation des HBTs micro-ondes et millimétriques ne sont pas encore complètes.

Dans le chapitre suivant, nous présentons une nouvelle technique d'extraction analytique des paramètres, pour le modèle petit signal.

CHAPITRE 2

NOUVELLE TECHNIQUE ANALYTIQUE POUR DÉTERMINER LES PARAMÈTRES PETIT-SIGNAL DU HBT

2.1 Introduction

Dans cette partie, une nouvelle technique directe d'extraction des paramètres petit-signal proposée par Birafane [23], et adaptée aux procédés de fabrication de Nortel Networks par Bousnina [22] est présentée. Son avantage est qu'elle est basée sur une approche physique et évite l'optimisation numérique. Cette extraction des paramètres à partir des paramètres S mesurés, est utilisée pour toutes les fréquences.

La procédure d'extraction utilise un ensemble d'expressions sans aucune approximation, dans ce sens on peut dire que cette méthode d'extraction est plus rigoureuse, rapide et robuste comparée à d'autres méthodes qui utilisent des approximations avec des techniques d'optimisation numérique globale.

Plusieurs publications ont été rapportées sur les méthodes d'extraction des paramètres de modèle petit-signal [14], [15], [20], [21]. Certaines d'entre elles sont basées sur des méthodes d'optimisation numériques, utilisant des routines mathématiques pour viser la meilleure approximation possible du modèle calculé, avec les paramètres S et les mesures. Cependant, les valeurs des paramètres ainsi calculés peuvent être non physiques et la plupart des résultats dépendent des valeurs de l'estimation initiale.

Pour faire face à ce problème, plusieurs chercheurs ont proposé quelques techniques d'extraction de paramètres, analytiques ou semi-analytiques. Costa et *al* ont

décrit dans [15] une méthode d'extraction directe, où des structures spéciales ont été conçues et mesurées pour le calcul des paramètres parasites. La dépendance en fréquence du schéma équivalent du modèle a été discutée dans [16], en faisant l'extraction directe de certains paramètres, mais les paramètres restants sont extraits en utilisant l'optimisation numérique. Une autre alternative pour le modèle petit-signal des HBTs a été proposée aussi dans [17], où certaines suppositions et optimisations ont été utilisées. Une autre procédure d'extraction a été développée dans [18], où les effets de certaines capacités ont été négligés et les paramètres S ont été mesurés sous des conditions de polarisation avec un collecteur ouvert. Récemment, une approche qui combine la méthode analytique et numérique pour l'extraction des paramètres a été rapportée dans [19].

Finalement, Li et *al* ont proposé dans [20] une méthode qui combine la procédure analytique et l'optimisation empirique. Dans cette approche, les équations dérivées du circuit sont simplifiées en négligeant quelques termes qui dépendent de la bande de fréquence utilisée, où les paramètres du modèle ont été extraits.

La plupart de ces techniques sont basées sur l'utilisation des réponses fréquentielles du transistor. Les suppositions et approximations sont faites pour dériver des équations du circuit équivalent, ces techniques sont incertaines pour l'obtention de valeurs exactes des paramètres.

En pratique la diversité de la technologie et la géométrie du composant exigent que ces suppositions et approximations soient modifiées et ajustées pour les différents composants. En effet, pour faire la conception avec les deux méthodes analogique et numérique, une technique d'extraction rigoureuse et systématique est essentielle pour avoir un modèle précis et performant du continu jusqu'aux fréquences millimétriques [21].

Dans cette partie, nous présentons une nouvelle méthode d'extraction directe en mode petit-signal du modèle GaInP/GaAs du HBT. La méthode proposée est basée sur la dérivation de nouvelles équations pour décrire la partie intrinsèque du schéma équivalent, afin de permettre le calcul des paramètres intrinsèques analytiquement sans aucune approximation.

Cette partie est organisée comme suit :

La section (2.2) présente la méthodologie utilisée pour dériver des équations de la partie intrinsèque du schéma équivalent. La section (2.3) présente la méthode du de-embedding [24] et la procédure de base pour extraire les paramètres du modèle petit-signal. La section (2.4) donne les résultats de l'extraction et une discussion sur ces résultats obtenus. La section (2.5) présente la conclusion sur ce chapitre.

2.2 Analyse théorique

Le schéma équivalent du modèle petit signal est présenté à la figure 2.1. Ce circuit est divisé en deux parties, la partie externe contient les éléments extrinsèques, qui sont indépendants de la polarisation, et la partie interne contient les éléments intrinsèques qui dépendent de la polarisation.

Pour faciliter l'extraction des paramètres, on rassemble la partie intrinsèque du composant comme à la figure 2.2 et on fait une transformation pour la présenter telle que la figure 2.4. Les détails de cette transformation du circuit de (T) à (pi) sont présentés par les (figures 2.3 et 2.4).

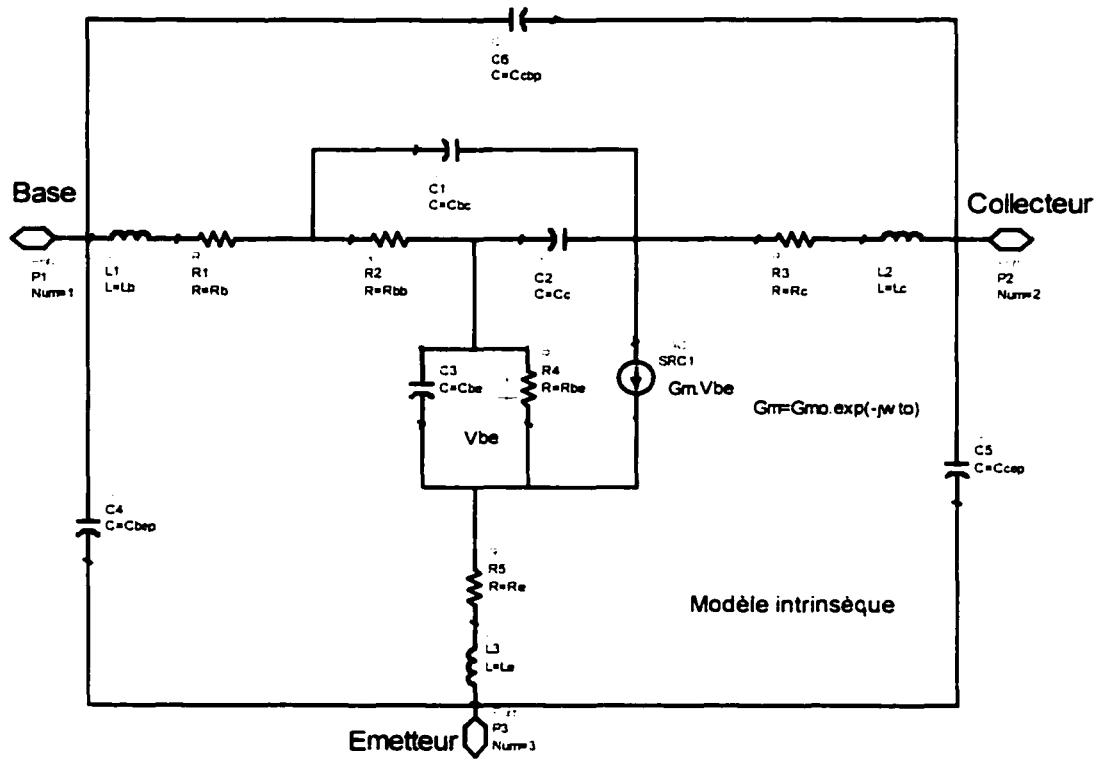


Figure 2.1 : Schéma équivalent petit signal du HBT GaInP/GaAs.

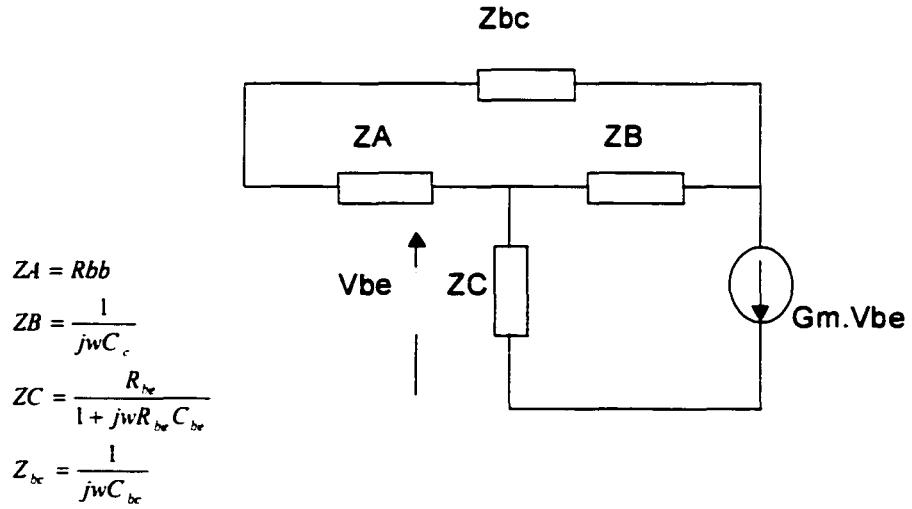
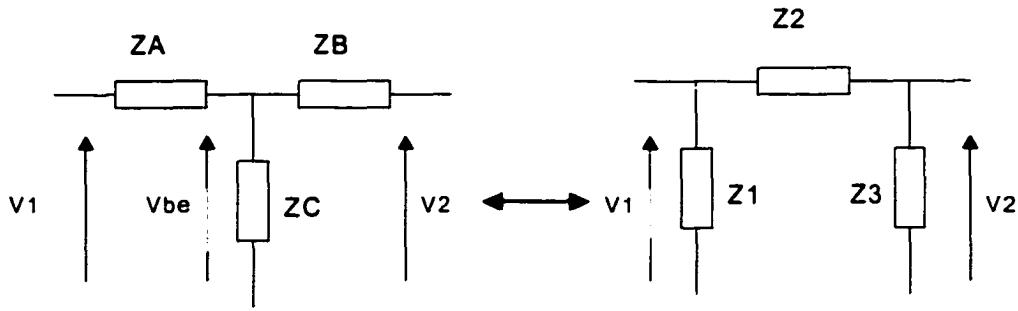


Figure 2.2 : Partie intrinsèque du modèle petit signal HBT GaInP/GaAs.



$$Z_A = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{D_1} \quad Z_B = \frac{Z_2 \cdot Z_3}{D_1} \quad Z_C = \frac{Z_1 \cdot Z_3}{D_1}$$

$$Z_1 = \frac{D_1}{Z_B} \quad Z_2 = \frac{D_1}{Z_C} \quad Z_3 = \frac{D_1}{Z_A}$$

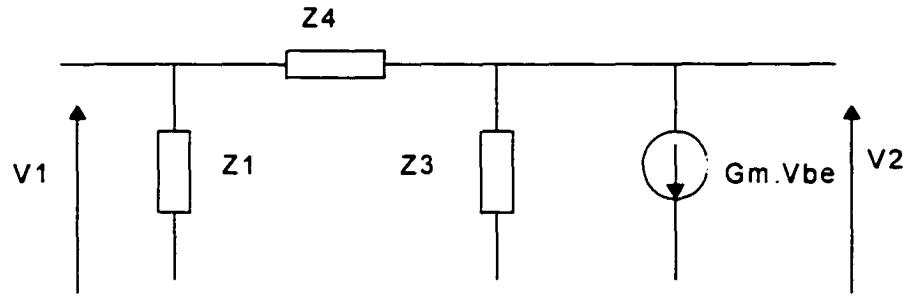
$$D_1 = Z_1 + Z_2 + Z_3$$

$$D_2 = Z_A \cdot Z_B + Z_B \cdot Z_C + Z_A \cdot Z_C$$

$$V_{be} = B \cdot \left(\frac{Z_3}{Z_1} \cdot V_1 + V_2 \right)$$

$$B = \frac{Z_C}{\left(Z_B + \frac{Z_B \cdot Z_C}{Z_A} + Z_C \right)}$$

Figure 2.3 : Application de la transformation en forme de T à Pi de la partie intrinsèque du circuit.



$$Z_4 = \frac{Z_2 \cdot Z_{bc}}{Z_2 + Z_{bc}}$$

Figure 2.4 : Schéma équivalent compact de la partie intrinsèque du HBT GaInP/GaAs.

Les admittances (Y) du circuit en (pi) de la figure 2.4 sont définies par les équations suivantes :

$$Y_{11} = \frac{Z_1 + Z_4}{Z_1 \cdot Z_4} \quad (2.1)$$

$$Y_{12} = -\frac{1}{Z_4} \quad (2.2)$$

$$Y_{22} = \frac{Z_4 + Z_3}{Z_4 \cdot Z_3} + X \quad (2.3)$$

$$Y_{21} = X \frac{Z_3}{Z_1} - \frac{1}{Z_4} \quad (2.4)$$

avec $X = B \cdot G_{mo} \cdot \exp(-jw\tau)$.

Les autres expressions sont illustrées dans la figure 2.3.

3.3 Extraction du modèle petit signal

Pour faire l'extraction, on dispose d'une structure entourée par des éléments passifs tel qu'illustrée par la figure 2.5, après on fait un de-embedding [24] pour éliminer la structure passive autour du transistor, ainsi on déduira les paramètres S du composant actif.

2.3.1 Méthode du de-embedding

Le but de cette partie est d'illustrer la façon de faire la calibration, et les mesures pour ainsi déduire les paramètres S du modèle HBT. Il est clair que l'effort de modélisation ne peut pas continuer sans régler ces questions de calibration et de mesures.

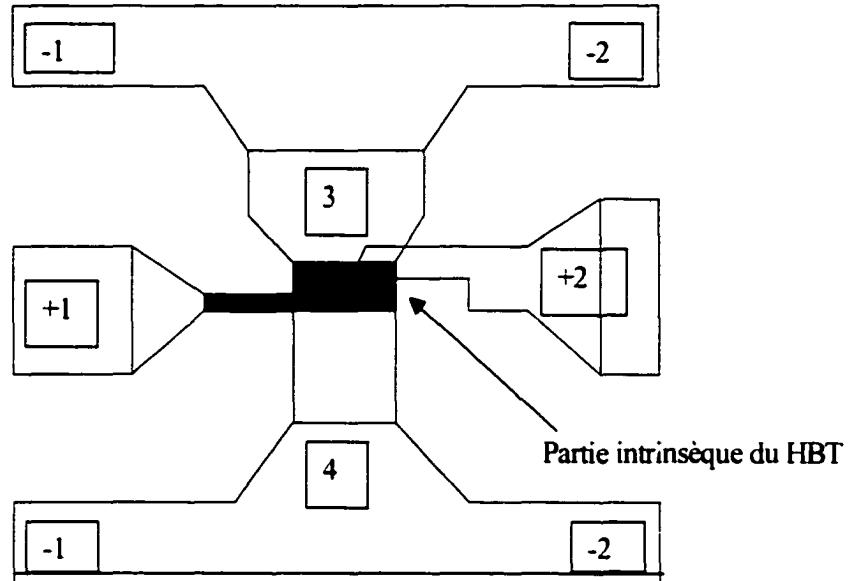


Figure 2.5 : Layout du HBT entouré par la structure passive.

Ces éléments parasites (structure passive) sont soustraits des paramètres S donnés, comme une boîte noire avec un réseau à quatre ports, montrés par la figure 2.6.

Pour avoir un modèle complet, il est nécessaire d'inclure tous les éléments parasites du HBT à haute fréquence. Ces derniers doivent être soustraits du modèle par simulation électromagnétique.

Pour avoir de bonnes performances au niveau des mesures il y a deux étapes à suivre. En premier, les mesures des paramètres S du système doivent être calibrées en définissant des plans de référence, avec les probes (plan de référence 1 et 2), en utilisant une calibration (SOLT, Short-Open-Load-Thru). En deuxième, les valeurs des paramètres S sont soustraits, en utilisant les plans de référence (3 et 4) directement sur

le composant actif. Cette procédure peut être achevée en faisant une simulation électromagnétique aux plans de référence (1,2) et (3, 4).

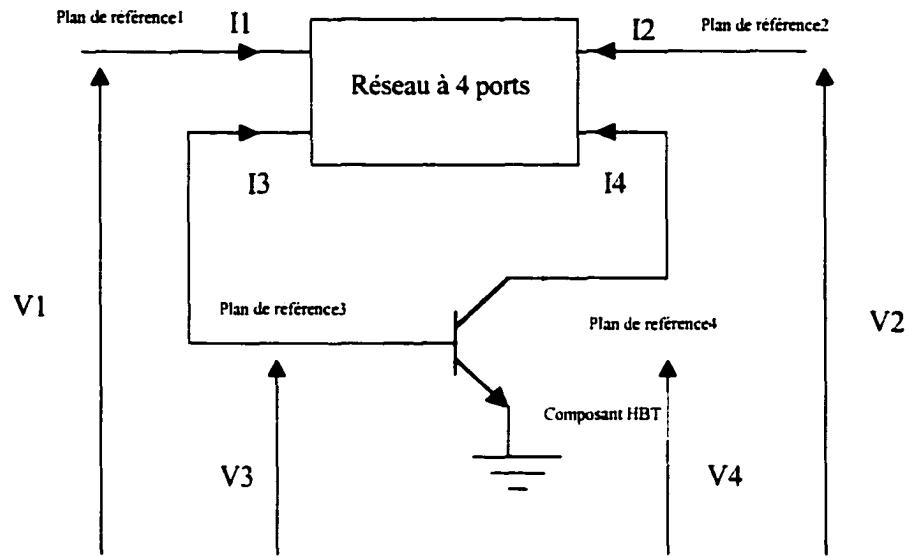


Figure 2.6 : Schéma représentant les quatre ports de la structure passive du HBT.

Les équations suivantes décrivent la procédure du de-embedding analytiquement à partir de la simulation des quatre ports du réseau.

Les paramètres Z (avec l'indice G) pour le plan de référence (plans 1 et 2) sont déterminés à partir des mesures de paramètres S .

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}^G \cdot I_1 + Z_{12}^G \cdot I_2 \\ V_2 &= Z_{21}^G \cdot I_1 + Z_{22}^G \cdot I_2 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Les paramètres Z (avec l'indice D) pour le plan de référence (plans 3 et 4) sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} V_3 &= Z_{11}^D \cdot (-I_3) + Z_{12}^D \cdot (-I_4) \\ V_4 &= Z_{21}^D \cdot (-I_3) + Z_{22}^D \cdot (-I_4) \end{aligned} \quad (2.6)$$

Les paramètres Z (avec l'indice P) pour les quatre ports du réseau sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}^P \cdot I_1 + Z_{12}^P \cdot I_2 + Z_{13}^P \cdot I_3 + Z_{14}^P \cdot I_4 \\ V_2 &= Z_{21}^P \cdot I_1 + Z_{22}^P \cdot I_2 + Z_{23}^P \cdot I_3 + Z_{24}^P \cdot I_4 \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} V_3 &= Z_{31}^P \cdot I_1 + Z_{32}^P \cdot I_2 + Z_{33}^P \cdot I_3 + Z_{34}^P \cdot I_4 \\ V_4 &= Z_{41}^P \cdot I_1 + Z_{42}^P \cdot I_2 + Z_{43}^P \cdot I_3 + Z_{44}^P \cdot I_4 \end{aligned} \quad (2.8)$$

à partir de (2.5) et (2.7) on déduit :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} I_3 \\ I_4 \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

avec:

$$A = \begin{pmatrix} Z_{11}^G - Z_{11}^P; Z_{12}^G - Z_{12}^P \\ Z_{21}^G - Z_{21}^P; Z_{22}^G - Z_{22}^P \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} Z_{13}^P; Z_{14}^P \\ Z_{23}^P; Z_{24}^P \end{pmatrix}$$

à partir de (2.8) et (2.9) on déduit

$$\begin{pmatrix} V_3 \\ V_4 \end{pmatrix} = (B \cdot A + C) \begin{pmatrix} I_3 \\ I_4 \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

avec: $B = \begin{pmatrix} Z_{31}^P; Z_{32}^P \\ Z_{41}^P; Z_{42}^P \end{pmatrix}$ et $C = \begin{pmatrix} Z_{33}^P; Z_{34}^P \\ Z_{43}^P; Z_{44}^P \end{pmatrix}$

Par substitution du système d'équations (2.10) dans (2.6), on peut déterminer la matrice impédance du composant actif aux plans de référence 3 et 4.

$$\begin{pmatrix} -Z_{11}^D; -Z_{12}^D \\ -Z_{21}^D; -Z_{22}^D \end{pmatrix} = (B \cdot A + C) \quad (2.11)$$

Cette méthode montre un bon chemin pour éliminer les éléments parasites qui entourent le composant actif. Elle est basée sur la calibration standard SOLT, pour apporter les mesures aux plans de référence du composant actif en utilisant une simulation électromagnétique.

Après avoir calculé les paramètres S de la partie active, on enchaîne par la détermination du circuit équivalent et l'extraction des valeurs des éléments extrinsèques, quelques valeurs de capacités d'inductances et de résistances sont relativement faibles, mais elles ont de l'influence dans la détermination des paramètres intrinsèques; donc leurs valeurs doivent être déterminées avec exactitude, comme rapporté en [15], l'extraction des résistances (R_c, R_e, R_b) est faite à polarisation directe, c'est à dire à fort courant de base. Ensuite on fait l'extraction des paramètres intrinsèques.

2.3.2 Extraction des paramètres extrinsèques (résistances d'accès)

Ces paramètres sont déterminés à un point de polarisation spécial, qui est collecteur ouvert [18], où les jonctions base-collecteur et base-émetteur sont dans une condition de polarisation directe, avec un courant de collecteur fermé. À forte densité de courant de base, les capacités de jonction base-émetteur et base-collecteur, ont une faible impédance et une faible résistance dynamique. C'est la raison pour laquelle la partie imaginaire des paramètres Z est dominée par les inductances du transistor, dans un tel mode d'opération, le circuit équivalent du HBT est représenté par la figure 2.7.

Les paramètres Z de ce circuit sont définis par les équations suivantes :

$$Z_{11} = R_{bTotal} + R_e + \frac{R_{be}}{1 + G_{m0} \cdot R_{be}} \quad (2.12)$$

$$Z_{12} = R_e + \frac{R_{be}}{1 + G_{m0} \cdot R_{be}} \quad (2.13)$$

$$Z_{21} = R_e + (1 - G_{m0} \cdot R_{be}) \cdot \frac{R_{be}}{1 + G_{m0} \cdot R_{be}} \quad (2.14)$$

$$Z_{22} = R_e + R_e + \frac{R_{be}}{1 + G_{m0} \cdot R_{be}} (1 + \frac{R_{bc}}{R_{be}}) \quad (2.15)$$

avec R_{be} et R_{bc} : les résistances dynamiques respectivement des jonctions base-émetteur et base-collecteur, et qui sont données par les expressions suivantes :

$$R_{be} = \frac{n_{be} KT}{qI_{be}} \quad (2.16)$$

$$R_{bc} = \frac{n_{bc} KT}{qI_{bc}} \quad (2.17)$$

G_{m0} est la transconductance DC, R_{bTotal} est la résistance totale de la base qui dépend de l'injection du courant de base I_b en mode direct.

Les résistances extrinsèques sont extraites à faible fréquence de la partie réelle des paramètres Z qui sont calculés par les équations suivantes :

$$\text{réel}(Z_{11} - Z_{12}) = R_{bTotal} = R_b + R_{bb} \quad (2.18)$$

$$\text{réel}(Z_{12}) = R_e + \frac{R_{be}}{1 + G_{m0} \cdot R_{be}} \quad (2.19)$$

$$\text{réel}(Z_{22} - Z_{21}) = R_c + \frac{1}{1 + G_{m0} \cdot R_{be}} \cdot (R_{bc} + G_{m0} \cdot R_{bc} \cdot R_{be}) \quad (2.20)$$

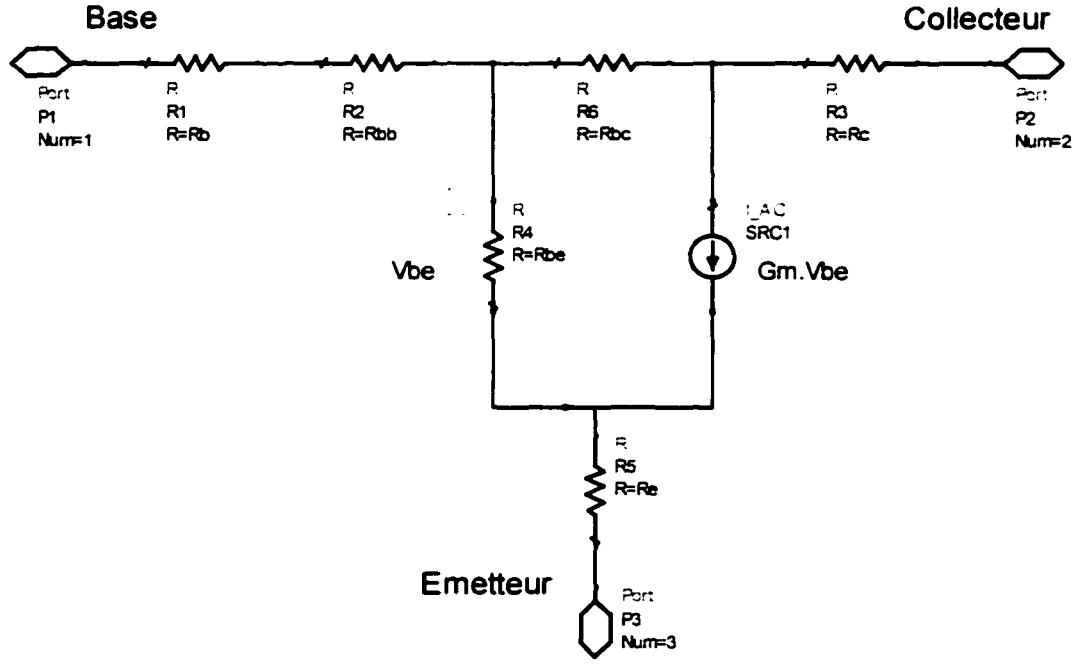


Figure 2.7 : Schéma équivalent du HBT GaInP/GaAs à collecteur ouvert.

À forte densité de courant de base I_b , la résistance totale de base R_{bTotal} tend vers la résistance R_b donnée par la figure 2.8, mais avec cette forte densité de courant, les résistances R_{be} et R_{bc} deviennent très faibles, et la partie réelle de Z_{12} , Z_{21} et $(Z_{22} - Z_{21})$ croît linéairement en fonction de $\frac{1}{I_b}$ donnée par les figures 2.9 et 2.10. Donc si on fait l'extrapolation du courant ($I_b \rightarrow \infty$) on peut déduire les valeurs des résistances R_e et R_c .

La figure 2.9 représente l'extraction de la valeur de R_e à partir de la partie réelle de Z_{12} et Z_{21} .

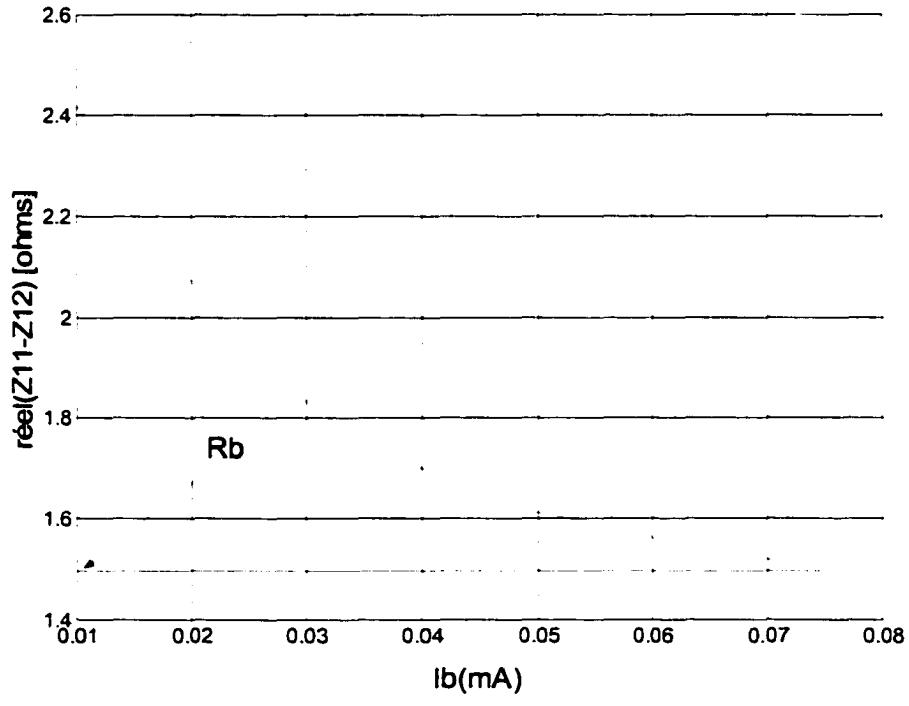


Figure 2.8 : Évolution de la résistance totale de base à partir de réel ($Z_{11}-Z_{12}$) en fonction du courant I_b à basse fréquence.

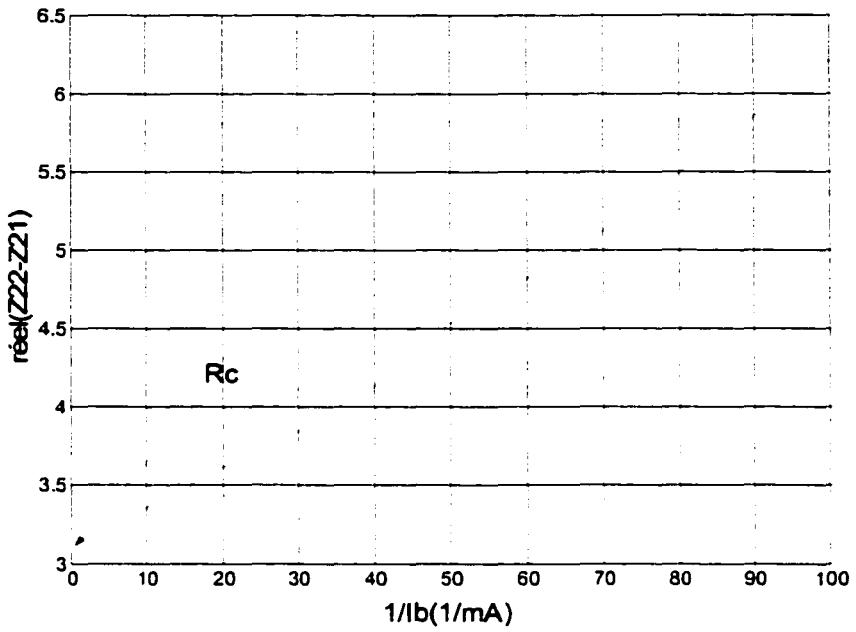


Figure 2.9 : Évolution de $\text{réel}(Z21)$ mesuré en fonction de $(1/Ib)$ à basse fréquence.

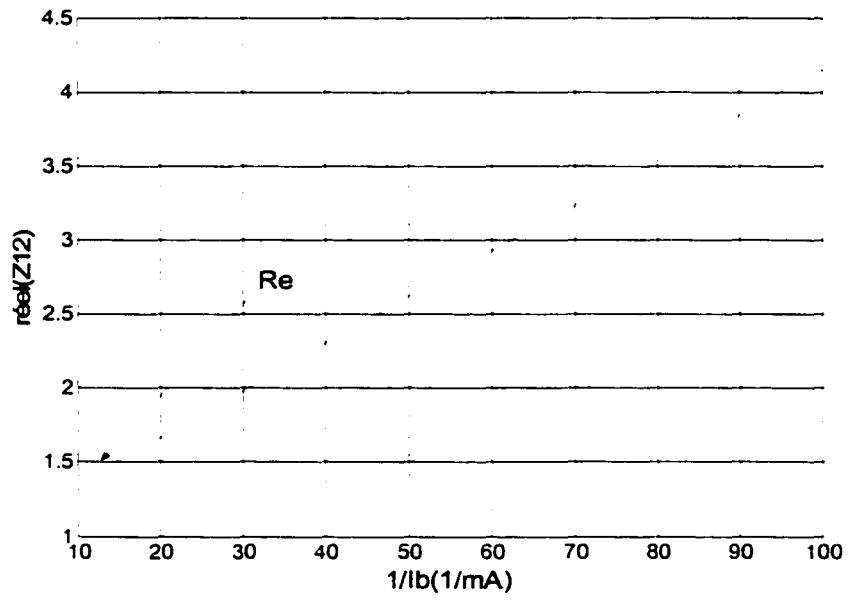


Figure 2.10 : Évolution de $\text{réel}(Z22-Z21)$ mesuré en fonction de $(1/Ib)$ à basse fréquence.

2.3.3 Extraction des paramètres intrinsèques

L'extraction des paramètres intrinsèques est obtenue en faisant un filtrage de la partie intrinsèque à partir des paramètres S mesurés du transistor, après on fait une déduction des paramètres Y, qui sont définis par les équations (2.1) à (2.4).

Une fois qu'on a les paramètres Y, on peut déduire les paramètres Z, qui sont Z1, Z3, Z4, et X en utilisant les équations suivantes :

$$Z_1 = \frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \quad (2.21)$$

$$Z_4 = -\frac{1}{Y_{12}} \quad (2.22)$$

$$Z_3 = \frac{Y_{21} + Y_{11}}{(Y_{11} + Y_{12})(Y_{22} + Y_{12})} \quad (2.23)$$

$$X = Y_{22} - \frac{(Y_{11} + Y_{12})(Y_{22} + Y_{12})}{Y_{21} + Y_{11}} + Y_{12} \quad (2.24)$$

À cette étape les paramètres intrinsèques peuvent être déterminés analytiquement pour chaque point de polarisation, comme le montre les équations suivantes :

$$R_{be} = \frac{nbe \cdot KT}{qI_b} ; \quad nbe \text{ est le facteur d'idéalité de la jonction base-émetteur.}$$

$wR_{bb}C_c = \text{imag}\left(\frac{Z_1}{Z_3}\right)$. La valeur de $R_{bb}C_c$ est calculée à partir de cette expression en traçant la figure en fonction de w .

$imag(Z_1) = -\frac{R_{be}(R_{be}wC_{be} - wR_{bb}C_c)}{1 + (wC_{be}R_{be})^2}$, cette relation est une équation de second ordre en fonction de wC_{be} et sa solution est donnée par :

$$wC_{be} = \frac{-R_{be}^2 - \sqrt{R_{be}^4 - 4(imag(Z_1) - wR_{bb}C_cR_{be}).imag(Z_1)R_{be}^2}}{2imag(Z_1)R_{be}^2} ; \text{ l'autre solution est}$$

donnée par l'équation suivante :

$$wC_{be} = \frac{-1 - \sqrt{1 - 4(imag(Z_1) - wR_{bb}C_cR_{be}).imag(Z_1)/R_{be}^2}}{2imag(Z_1)}, \text{ qui est généralement}$$

négative, donc physiquement inacceptable.

La valeur de C_{be} est calculée en faisant une interpolation de la courbe wC_{be} en fonction de w .

À partir de la partie réelle de Z_1 en déduit :

$$wR_{bb} = \frac{w(real(Z_1).(1 + (wC_{be}R_{be})^2) - R_{be} - R_{bb}C_cR_{be}^2C_{be}w^2)}{(1 + C_{be}^2R_{be}^2w^2)}, R_{bb} \text{ est déduite en traçant}$$

la courbe en fonction de w , ainsi la valeur de R_{bb} est la pente de la courbe.

Connaissant les valeurs de R_{bb}, C_c, C_{be} , et R_{be} on peut déduire les paramètres Z_2 et B , ensuite on calcule les valeurs de C_{bc} , τ et G_{m0} , à partir des différentes interpolations des courbes correspondantes aux expressions suivantes :

$$wC_{bc} = imag\left(\frac{1}{Z_4} - \frac{1}{Z_2}\right)$$

$$w \cdot \tau = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{-\operatorname{imag} \left(\frac{X}{B} \right)}{\operatorname{real} \left(\frac{X}{B} \right)} \right)$$

$$G_{m0} = \sqrt{\left(\operatorname{real} \left(\frac{X}{B} \right) \right)^2 + \left(\operatorname{imag} \left(\frac{X}{B} \right) \right)^2}.$$

La figure 2.11 montre le calcul de la valeur de G_{m0} .

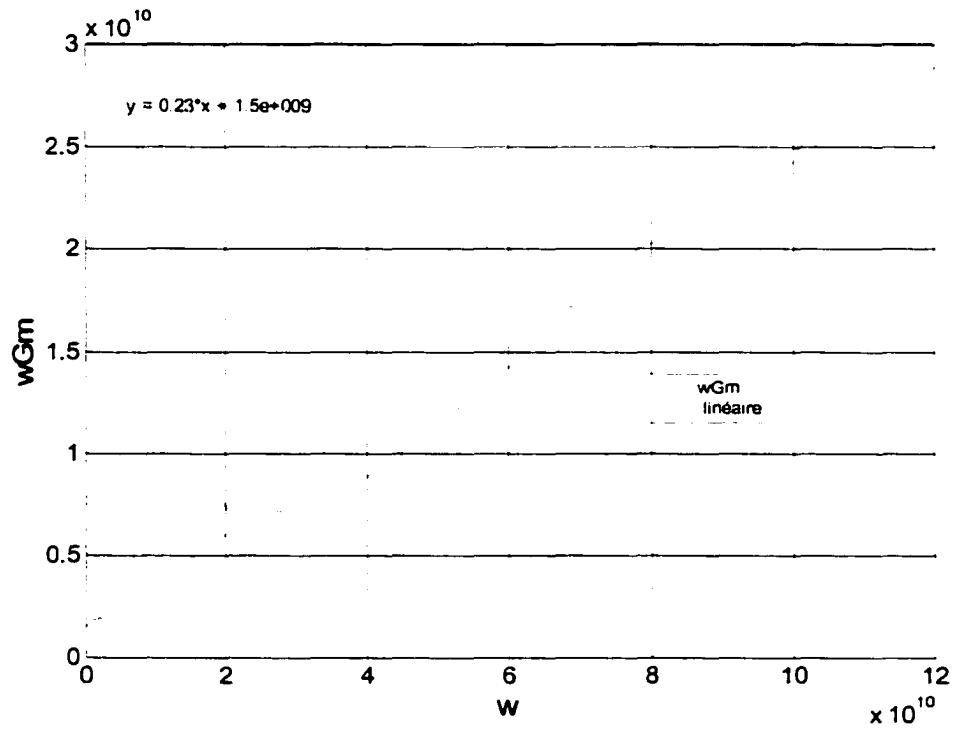
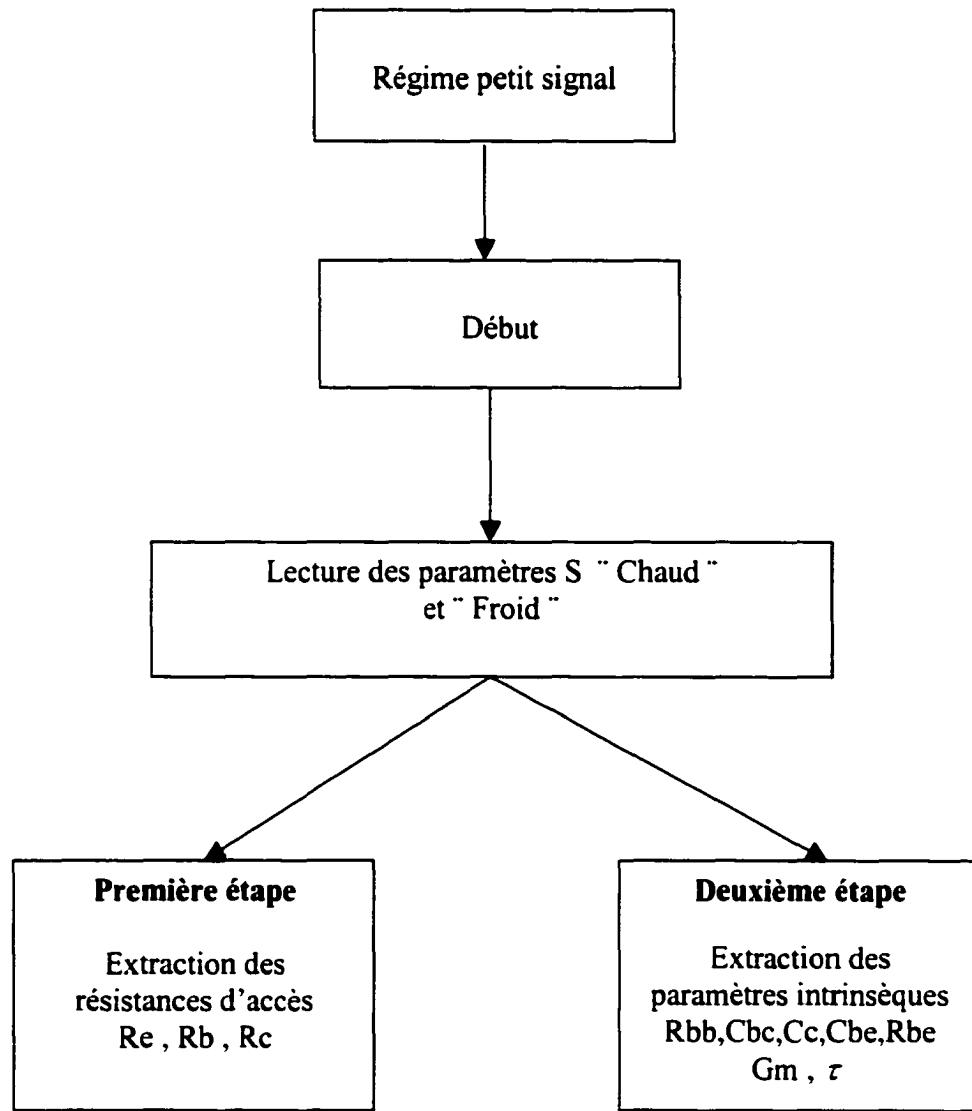


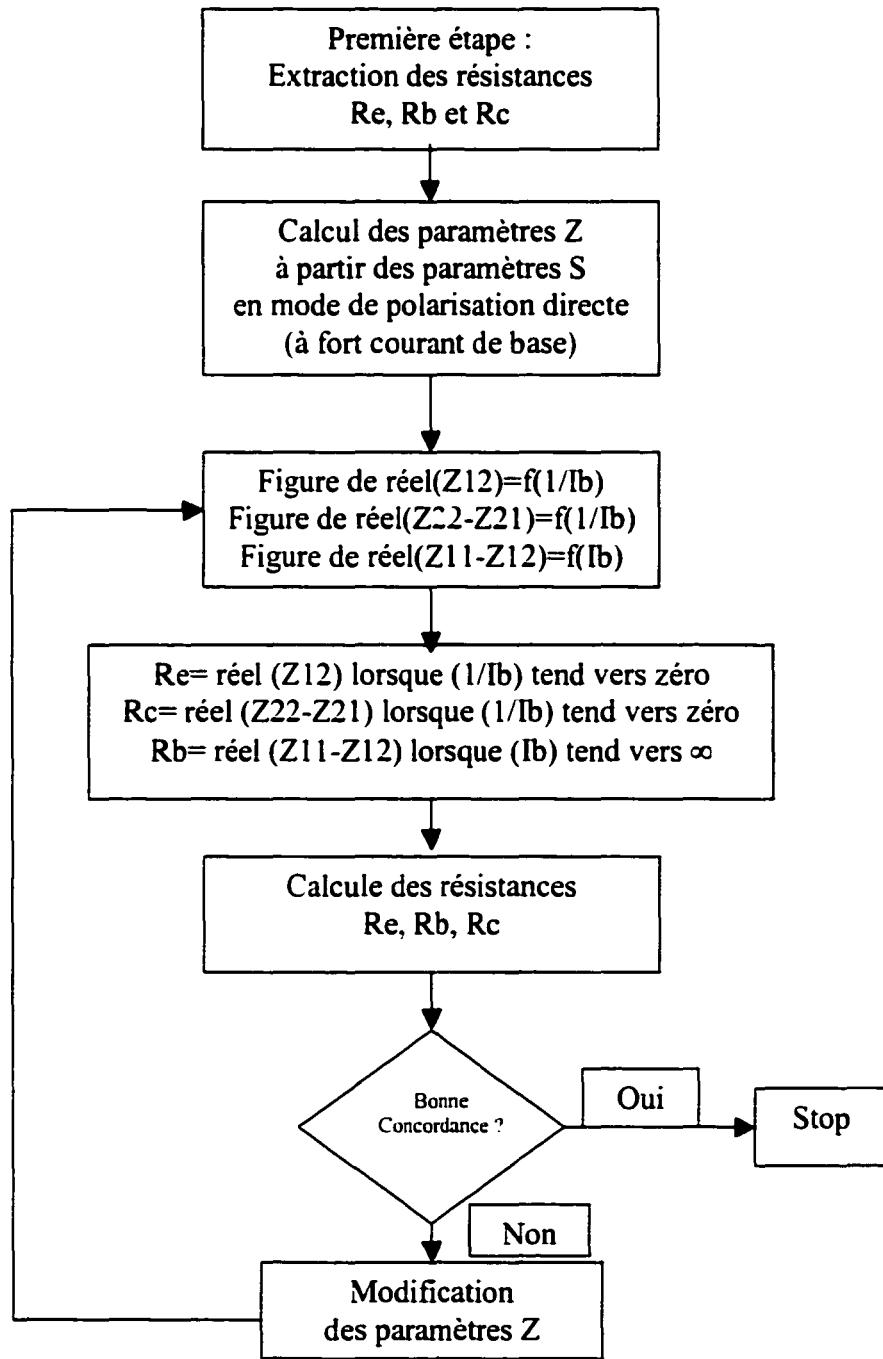
Figure 2.11 : Évolution de wGm en fonction de w .

2.3.4 Organigramme d'extraction des paramètres du HBT



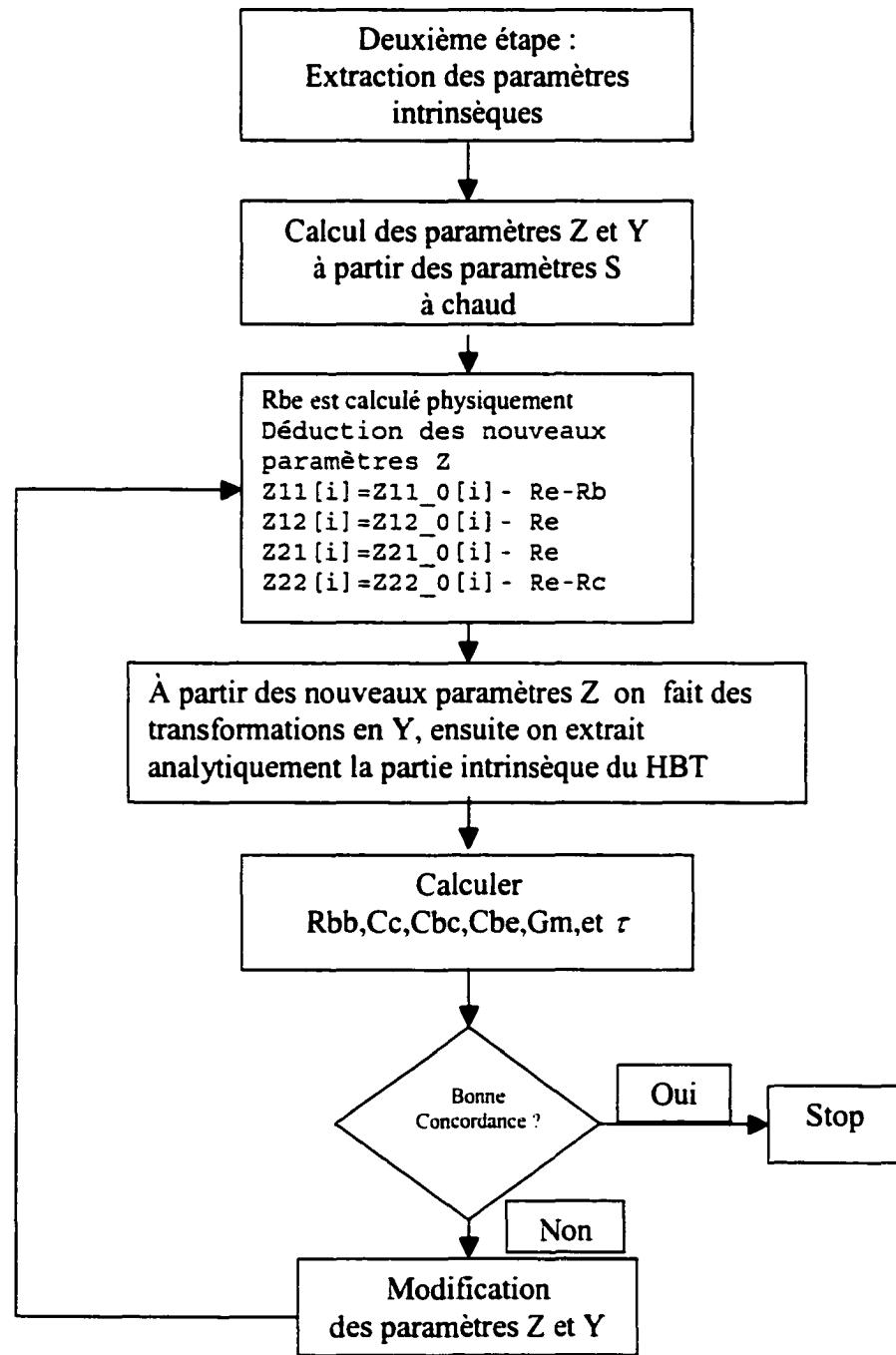
2.3.4.1 Première étape (extraction des paramètres extrinsèques)

La première étape consiste à faire l'extraction des résistances d'accès R_e , R_b , R_c , en faisant une extrapolation des paramètres Z , à fort courant de base I_b comme le montre cet organigramme.



3.3.4.2 Deuxième étape (extraction des paramètres intrinsèques)

La deuxième étape consiste à faire l'extraction des paramètres intrinsèques, en faisant des résolutions d'équations analytiques, qui dépendent des paramètres Z et Y.



2.3.5 Résultats et discussion

Pour valider un modèle, il faut comparer les valeurs des paramètres S mesurés et ceux calculés, ainsi on pourra dire si la méthode d'extraction des paramètres est satisfaisante pour le HBT GaInP/GaAs ($2 \times 25 \mu\text{m}^2$) ou non. Les mesures utilisées dans cette section ont étaient faites avec un système de mesure micro-ondes ainsi qu'un analyseur de réseaux vectoriel pour la bande de fréquence allant de 1 jusqu'à 30 GHz .

Les figures 2.12, 2.13 et 2.14 montrent la comparaison entre les paramètres S mesurés et ceux calculés pour les points de polarisation (1 – 30 GHz , $V_{ce}=3\text{v}$, $I_c=10 \text{ mA}$, $I_b=50 \mu\text{A}$), (1 – 30 GHz , $V_{ce}=4.5\text{v}$, $I_c=0.5 \text{ mA}$, $I_b=110 \mu\text{A}$) et (1 – 30 GHz , $V_{ce}=1.5\text{v}$, $I_c=0.5 \text{ mA}$, $I_b=3 \mu\text{A}$) respectivement. L'analyse de ces courbes, prouve que la méthode d'extraction analytique utilisée donne des résultats satisfaisants pour ces points de polarisation, néanmoins il y a une légère différence à partir de 20 GHz qui est due aux éléments parasites, tels que les inductances, ainsi que les conditions de mesures.

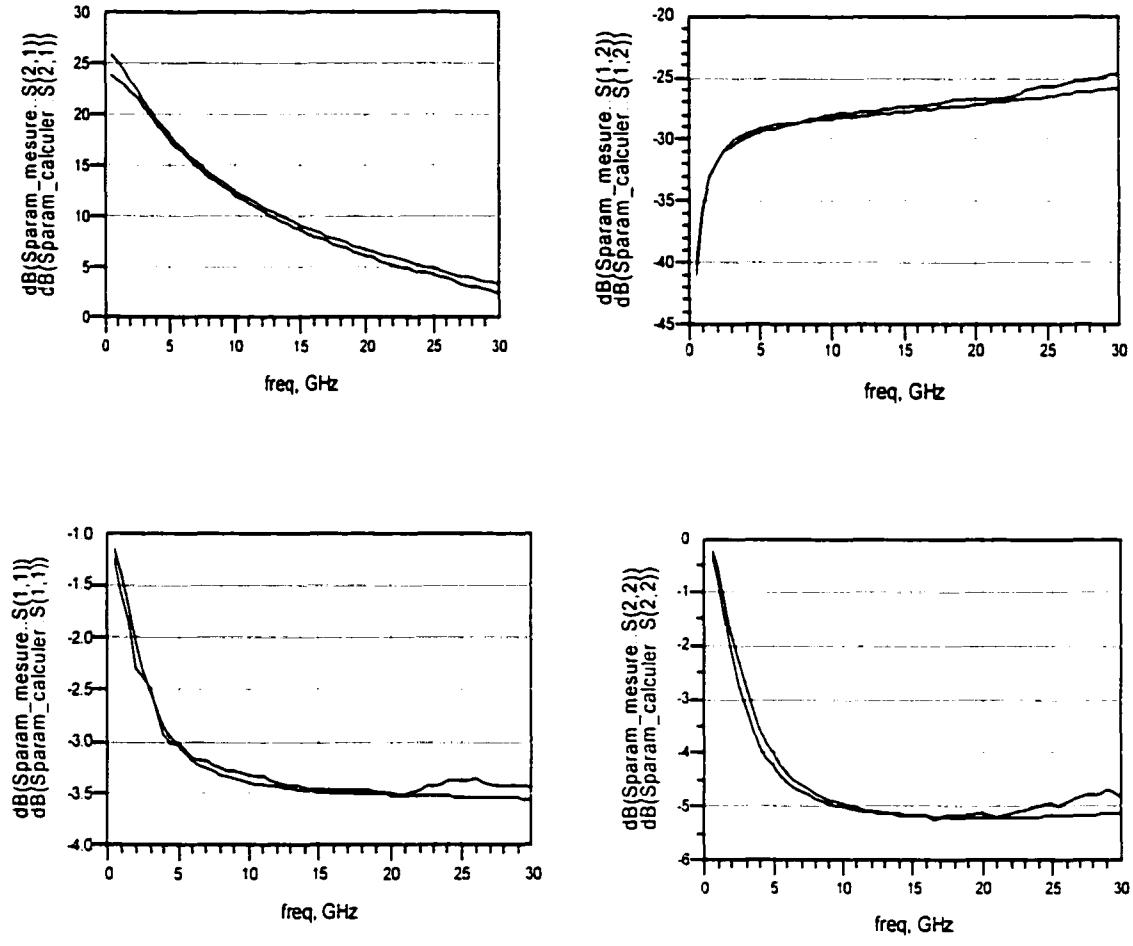


Figure 2.12 : Comparaison des paramètres S mesurés et calculés pour le HBT.

(1 – 30 GHz , $V_{ce}=3V$, $I_c=10$ mA, $I_b=50$ μ A).

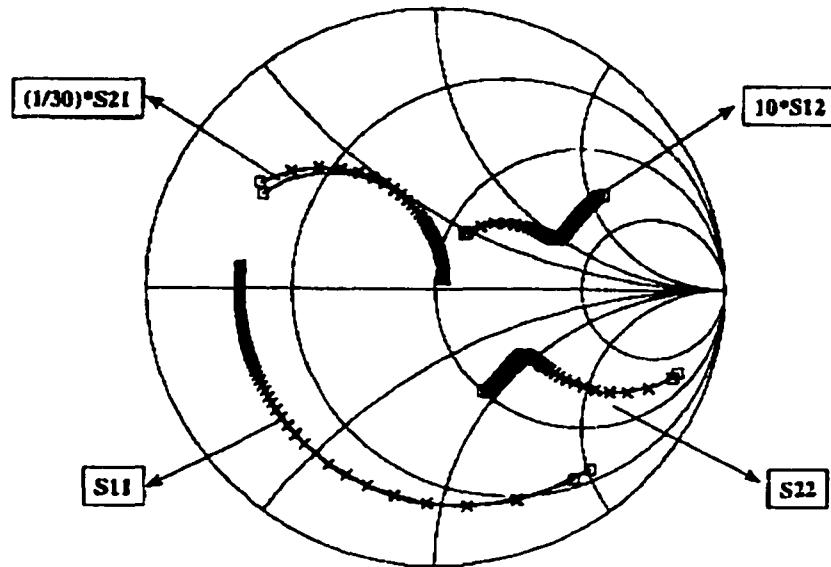


Figure 2.13 : Comparaison des paramètres S mesurés et calculés pour le HBT.

(1 – 30 GHz , Vce=4.5v, Ic=0.5 mA, Ib=110 μ A).

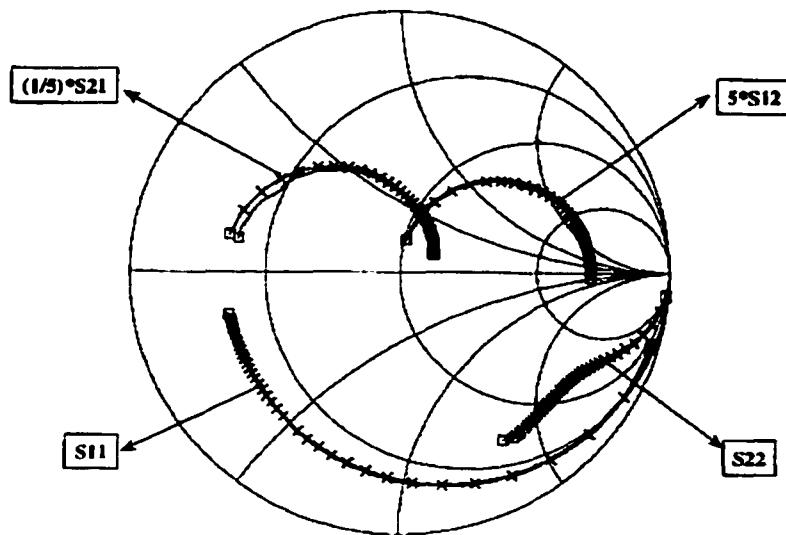


Figure 2.14 : Comparaison des paramètres S mesurés et calculés pour le HBT.

(1 – 30 GHz , Vce=1.5v, Ic=0.5 mA, Ib=3 μ A).

Tableau 2**Extraction des paramètres pour différents points de polarisations.**

	$I_c = 10 \text{ mA}$ $V_C = 3 \text{ volts}$ $I_b = 50 \mu\text{A}$ $V_b = 3 \text{ volts}$	$I_c = 20 \text{ mA}$ $V_C = 1.5 \text{ volts}$ $I_b = 110 \mu\text{A}$ $V_b = 1.52 \text{ volts}$	$I_c = 0.5 \text{ mA}$ $V_C = 1.5 \text{ volts}$ $I_b = 3 \mu\text{A}$ $V_b = 1.29 \text{ volts}$	$I_c = 0.5 \text{ mA}$ $V_C = 4.5 \text{ volts}$ $I_b = 110 \mu\text{A}$ $V_b = 1.45 \text{ volts}$
$R_b(\text{ohms})$	1.499	1.499	1.499	1.499
$R_c(\text{ohms})$	3.434	3.434	3.434	3.434
$R_e(\text{ohms})$	1.45	1.45	1.45	1.45
$R_{bb}(\text{ohms})$	7.8	8.51	7.2	5.91
$R_{be}(\text{ohms})$	572	260	953.33	260
$C_{bc}(\text{fF})$	14	13.60	190	280
$C_c(\text{fF})$	30.12	11.01	374.6	263.2
$C_{be}(\text{fF})$	30	1.88	0.25	4.67
$T_o(\text{ps})$	4.0	14	14.72	18.0
$G_{m0}(\text{S})$	0.20	0.0079	0.0065	0.0077

2.3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle technique analytique d'extraction des paramètres pour le HBT en mode petit signal. L'avantage de cette technique d'extraction est qu'elle est unique et se base sur une approche physique. Cette extraction des paramètres à partir des paramètres S mesurés, est utilisée pour toutes les fréquences.

La procédure d'extraction utilise un ensemble d'expressions sans aucune approximation. Dans ce sens on peut dire que cette méthode d'extraction est plus rigoureuse, rapide et robuste, comparativement à d'autres méthodes qui utilisent des approximations et des techniques d'optimisation numérique globale.

Un bon accord entre les paramètres S mesurés et calculés, prouve que la méthode d'extraction proposée est rigoureuse.

Ce modèle petit signal du HBT sera nécessaire, et fera l'objet du chapitre suivant pour l'intégration dans un logiciel de CAO sous forme de modèle compilé.

CHAPITRE 3

INTÉGRATION DU MODÈLE DANS UN LOGICIEL DE CAO (ADS) EN LE REPRÉSENTANT PAR UN MODÈLE COMPILÉ

3.1 Introduction

Dans cette partie, nous présentons la procédure à suivre pour concevoir le modèle compilé [38] appliquée au modèle HBT développé dans le chapitre 2, avec tous les paramètres qui le constituent. Cependant un modèle complet de ADS contient des sous routines, pour calculer les réponses du circuit qu'il représente en mode linéaire (petit signal), en mode non-linéaire (grand signal), en mode fréquentiel, transitoire et en mode de calcul de bruit. ADS assigne des normes spécifiques à chacune de ses sous routines. C'est dans ces routines, ayant un nom fixé par ADS, qu'il faut programmer le code du modèle. Cependant, seul les simulations pour lesquelles le code correspondant au modèle compilé existent, seront utilisables. Dans ce travail, on s'intéresse au mode de fonctionnement petit signal. Et par conséquent on s'attardera sur le code correspondant à ce mode de simulation.

3.2 Construction du modèle compilé analogique

Écrire un modèle consiste à définir trois étapes principales. La première étape est de définir les paramètres que l'utilisateur entrera dans sa structure schématique lorsque le modèle est utilisé. La deuxième étape est de définir le symbole et le nombre de pins représentant le modèle. La troisième étape est l'écriture du programme, en langage C, qui calcule les admittances ou les impédances présentent dans le schéma du transistor.

Le logiciel de conception de circuit micro-ondes ADS nous permet de faire ensuite le couplage entre les paramètres de la structure schématique et le simulateur.

Chaque fois qu'un modèle est compilé avec ADS, un nouvel exécutable du simulateur ADS est créé dans un répertoire local. Cet exécutable est utilisé par défaut et il est accessible dans toutes les simulations.

3.3 Crédation du nouveau modèle compilé

Le logiciel, pour faire le développement d'un modèle, fournit un environnement simple, qui permet aux utilisateurs de créer les éléments des modèles et de s'assurer qu'ils seraient convenablement codés. Ces éléments peuvent être utilisés dans le domaine linéaire ou non-linéaire (équilibrage harmonique), ainsi que dans le domaine transitoire.

L'utilisateur définit l'élément du modèle en langage C, et enchaîne la compilation pour créer un programme exécutable. Ce programme exécutable sert comme un remplacement du circuit simulé par le programme tel qu'illusté par la figure 3.1.

Il faut noter que pour faire le développement d'un modèle, il est nécessaire d'utiliser le compilateur C++ pour faire les liens entre le schéma et le programme entier avec les étapes suivantes :

- Définir le nom de l'élément, le nombre de pins, et la liste des paramètres.
- Définir le fonctionnement du modèle (linéaire/ non linéaire/ transitoire/ bruit).

Dans cette section, un exemple est utilisé pour illustrer les étapes à suivre, afin de créer un nouveau modèle compilé en utilisant les procédures suivantes :

- Lancer le modèle compilé en créant une boîte de dialogue pour un nouveau modèle.
- Définir les paramètres du modèle.
- Créer le symbole du modèle en ajoutant les pins.
- Définir les options du modèle à programmer.
- Créer et compléter tous les sous-programmes du modèle.
- Compiler et faire les liens avec le simulateur.

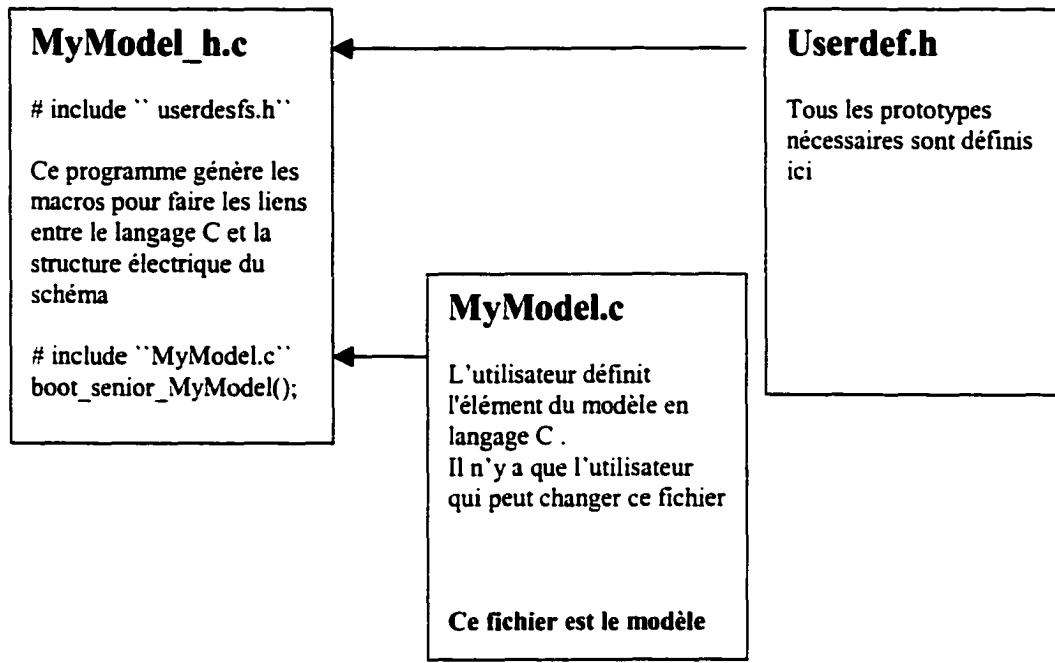


Figure 3.1 : Rapport des fichiers programmés en C.

3.4 Crédit d'un élément linéaire dans un circuit

La caractérisation des éléments de notre circuit, est faite par ces paramètres S. Pour commencer le processus de dériver des paramètres S, il faut examiner le circuit illustré par la figure 3.2. Cet exemple montre deux ports de paramètres S en fonction des tensions normalisées à ses bornes.

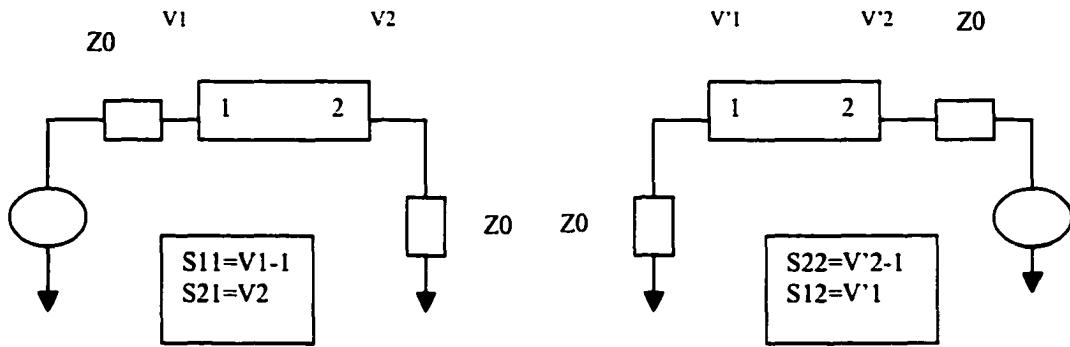


Figure 3.2 : Réseau à deux ports.

Les expressions des paramètres S_{11} et S_{22} sont :

$$S_{11} = (Z_1 - Z_0) / (Z_1 + Z_0)$$

$$S_{22} = (Z_2 - Z_0) / (Z_2 + Z_0)$$

Avec Z_0 : impédance normalisée pour les circuits ($Z_0 = 50 \Omega$)

Z_1 est l'impédance vue du port 1 quand le port 2 est connecté avec Z_0

Z_2 est l'impédance vue du port 2 quand le port 1 est connecté avec Z_0

Le simulateur travaille avec les paramètres admittances (Y), qui sont une représentation équivalente aux paramètres (S).

La relation entre les paramètres (Y) et les paramètres (S) est donnée par :

$$Y_{11} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$$

$$Y_{12} = \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$$

$$Y_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$$

$$Y_{22} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$$

3.5 Application à une résistance

Les équations des paramètres admittances (Y) d'une résistance peuvent être utilisées pour la décrire et définir son comportement, et ensuite faire la conversion en paramètres S. La figure 3.3 représente une résistance connectée entre deux ports.

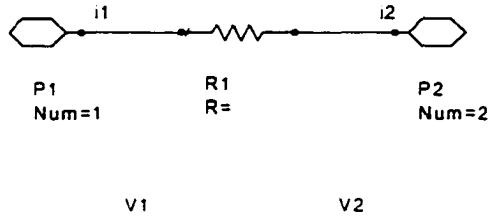


Figure 3.3 : Paramètres Y d'une résistance connectée entre deux ports.

Les paramètres (Y) pour cette résistance sont :

$$Y_{11} = \frac{I_1}{V_1}_{(V_2=0)} \quad Y_{21} = \frac{I_2}{V_1}_{(V_2=0)}$$

$$Y_{12} = \frac{I_1}{V_2}_{(V_1=0)} \quad Y_{22} = \frac{I_2}{V_2}_{(V_1=0)}$$

Avec V_2 égale à zéro, $V_1 = I_1 \cdot R = -I_2 \cdot R$, donc Y_{11} sera réduit à $(1/R)$ et Y_{21} à $(-1/R)$, $V_2 = I_2 \cdot R = -I_1 \cdot R$. Les expressions de Y_{22} et Y_{12} sont respectivement $(1/R)$ et $(-1/R)$.

Donc la matrice admittance [Y] pour la résistance est définie comme :

$$[Y] = \begin{bmatrix} 1/R & -1/R \\ -1/R & 1/R \end{bmatrix}$$

La programmation de cette résistance en langage C est la suivante :

```
static boolean compute_y (
    UserInstDef *userInst,
    double omega, COMPLEX *yPar) {
    boolean status = TRUE;
    UserParamData *pData = userInst->pData;
    /*      parametres Y      */
    Res=R_P;
    if (Res<EPS)
        Res=EPS; cond=1.0/Res;
    yPar[0].re=yPar[3].re=cond;
    yPar[0].re=yPar[3].re=cond;
    yPar[0].im=yPar[3].im=0.0;
    yPar[0].im=yPar[3].im=0.0;
    return status; }
/* Add pre-analysis routines here. */
static boolean pre_analysis (
    UserInstDef *userInst) {
    boolean status = TRUE;
    return status;
}/* Add post-analysis routines here. */
static boolean post_analysis (
    UserInstDef *userInst) {
    boolean status = TRUE;
    return status;}
```

3.6 Modèle compilé appliqué au HBT

Pour concevoir un modèle compilé pour le HBT, il faut utiliser les paramètres admittances (Y) de son modèle équivalent. Ces paramètres tiennent compte de tous les paramètres internes du circuit équivalent. Chaque paramètre interne doit avoir une valeur entière ou réelle. La liste de ces paramètres, leurs types et leurs valeurs par défaut sont définis dans une boîte de dialogue, comme le montre la figure 3.4.

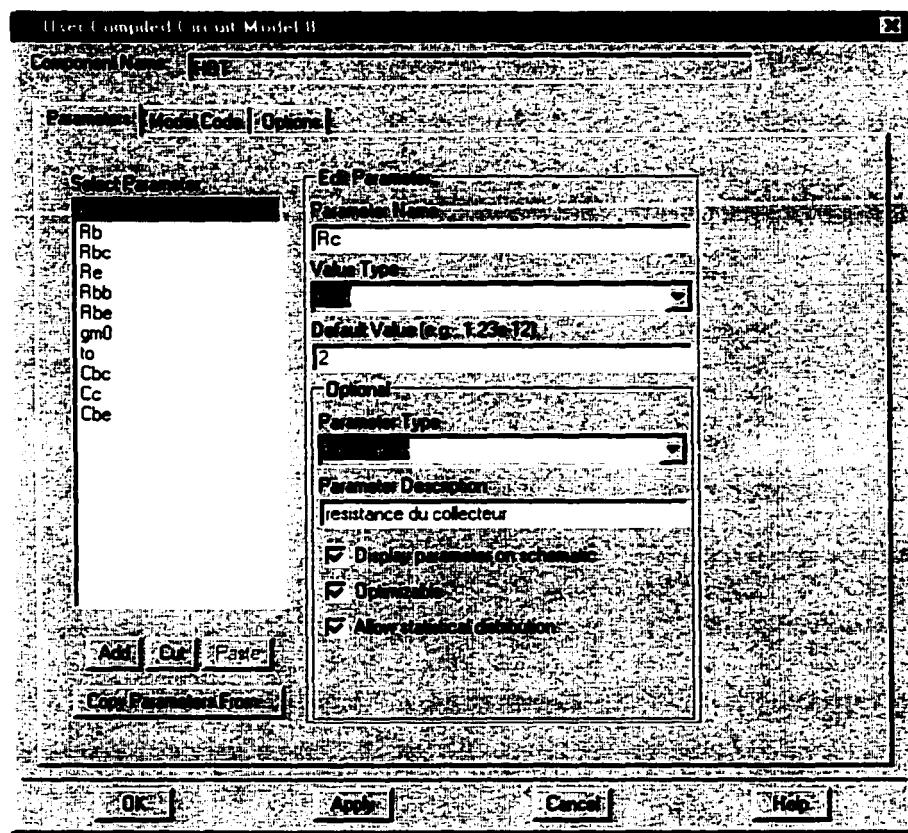


Figure 3.4 : Description des paramètres internes du modèle HBT.

Si les paramètres sont similaires à ceux d'un modèle qui existe déjà dans la librairie, on peut faire la copie de ces paramètres, en sélectionnant toute la liste, après on peut faire les modifications de ces paramètres.

Dès lors que les paramètres sont définis, ils peuvent être changés à n'importe quel moment, particulièrement au niveau du schématique où les vraies valeurs des paramètres du modèle doivent être entrées. L'étape suivante consiste à générer un symbole associé au modèle. Ce symbole servira à identifier le modèle dans un schématique et définira le nombre de pins.

3.7 Programmation et compilation du modèle

L'écriture du code du modèle compilé consiste à déclarer une fonction "compute_y", qui sert à générer les paramètres admittances à partir des paramètres qui seront inclus dans cette fonction, en faisant les transformations complexes possibles. À la fin de ce programme, il faut inclure les sous programmes, tels que le "pré-analysis" et le "post-analysis", qui permettront au logiciel de conception de circuit micro-ondes ADS, de générer un exécutable pour le programme complet.

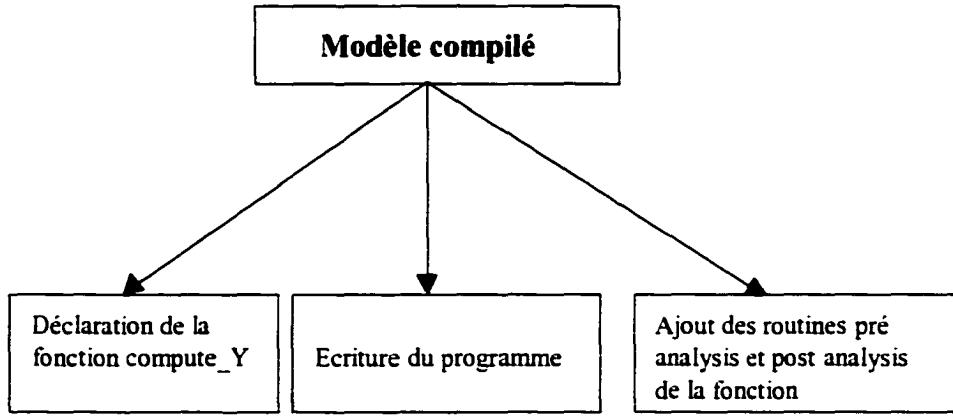
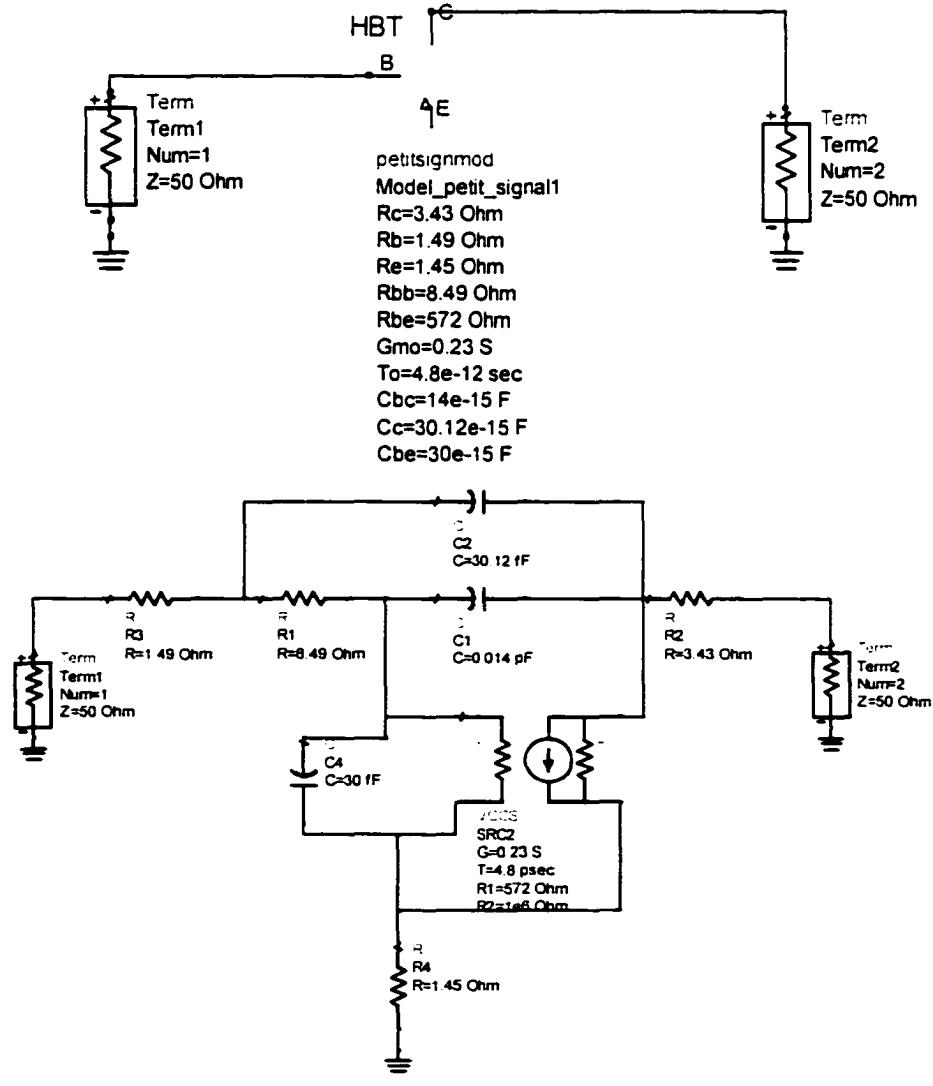


Figure 3.5 : Conception du modèle compilé.

Le modèle développé dans le chapitre 2 est implanté dans ADS, en utilisant la procédure décrite dans ce chapitre, avec le code de programmation C illustré en ANNEXE (A).

3.8 Vérification des résultats du modèle compilé

D'après les paramètres S illustrés à la figure 3.6, on constate qu'il y a un bon accord entre les paramètres S du modèle compilé et ceux du schéma équivalent, développé dans le chapitre 2, ce qui prouve que le modèle compilé proposé est conforme au schéma équivalent.



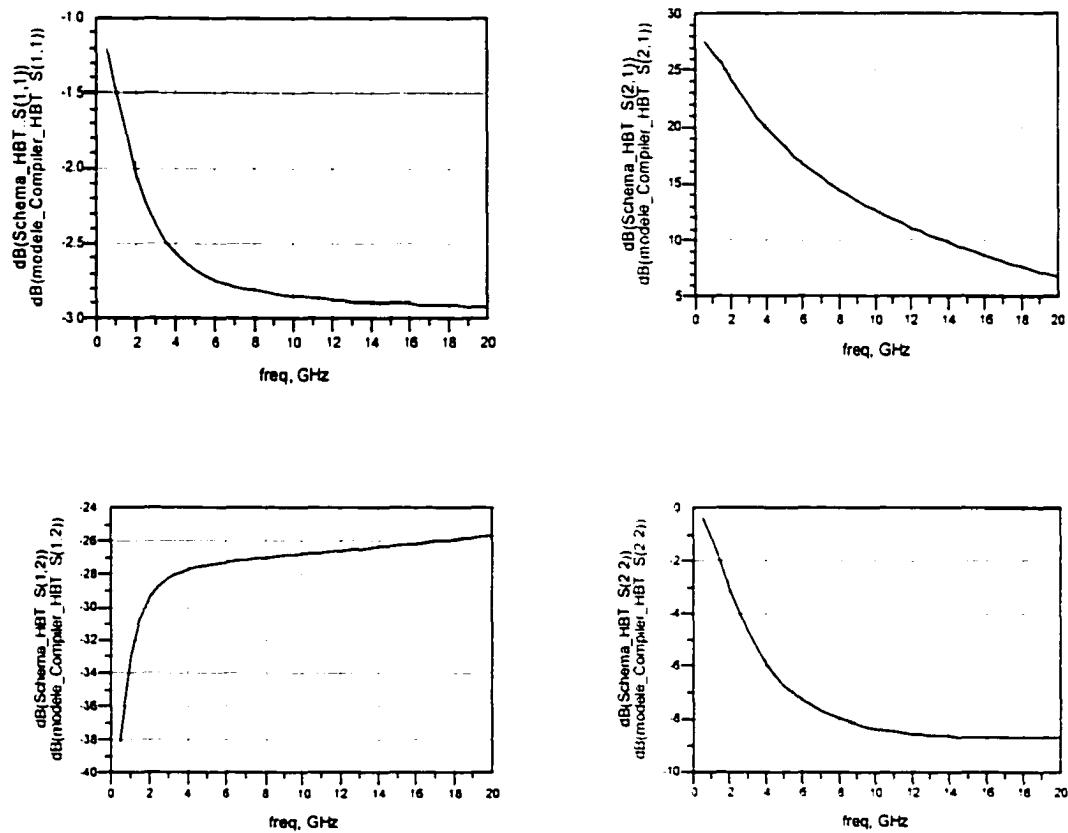


Figure 3.6 : Comparaison entre modèle compilé et schéma équivalent du HBT.

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré comment on fait une intégration d'un modèle petit signal dans le logiciel de CAO (ADS). Le modèle compilé donne de très bons résultats, il suffit d'écrire les bonnes équations d'impédance qui représentent le circuit, ainsi on peut faire des transformations en admittances, sans oublier d'inclure toutes les transformations complexes possibles.

L'avantage du modèle compilé, par rapport aux circuits équivalents, est que le modèle compilé est beaucoup plus rapide à l'exécution si l'application contient un nombre important d'éléments actifs. Le modèle développé et implanté est valable uniquement en mode petit signal. Pour avoir un modèle complet, il faudrait aussi développer et planter des modèles grand signal (non-linéaire), transitoire et de bruit du transistor.

Ce modèle compilé nous servira dans le chapitre suivant pour faire la conception de l'amplificateur transimpédance.

CHAPITRE 4

CONCEPTION D'UN CONVERTISSEUR OPTOÉLECTRONIQUE

4.1 Structure d'un convertisseur optoélectronique

L'objectif principal de ce chapitre est le développement d'une application qui intègre notre modèle HBT. Pour cela nous avons choisi un convertisseur optoélectronique. Le système convertit la lumière optique en signal électrique ou numérique comme illustré par la figure 4.1.

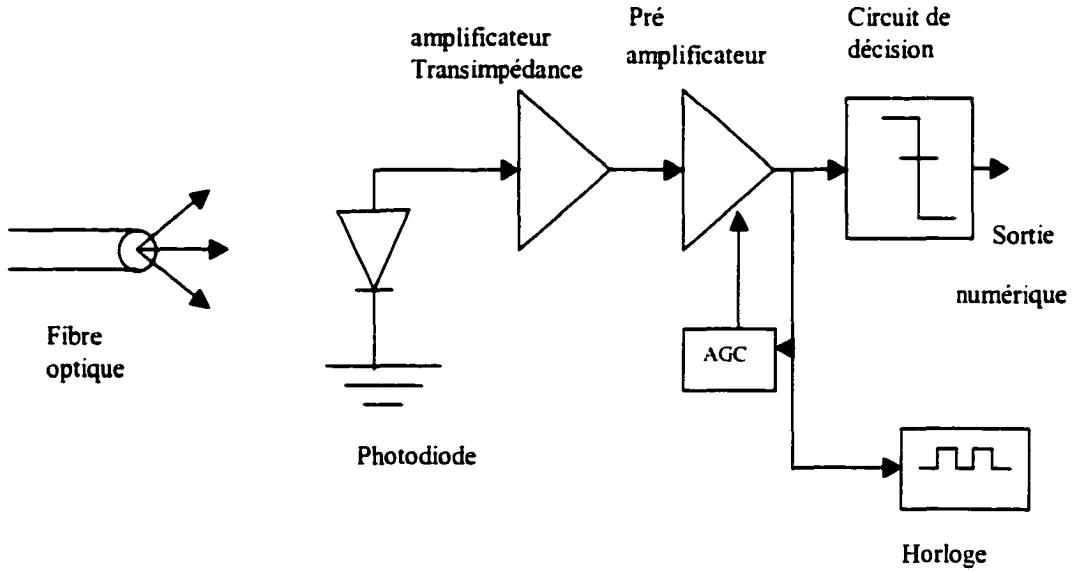


Figure 4.1 : Structure d'un convertisseur optoélectronique.

Les développements récents sur les détecteurs InGaAs ont vu l'intégration, de transistor bipolaire à hétérojonction dans les circuits amplificateurs transimpédances, sur le même substrat avec un photodéTECTeur [31]. Ceci a permis de réduire les effets parasites et d'interconnexions, pour atteindre des bandes passantes très élevées.

Notre travail s'inscrit dans cette perspective, dans la première partie de cette analyse, nous présentons le modèle électrique d'une photodiode, ensuite nous donnons l'analyse du fonctionnement d'un circuit transimpédance conçu avec des HBTs. Enfin nous analysons le circuit transimpédance associé à une photodiode PiN ou Avalanche (APD).

4.2 Photodiode PiN

La photodiode est une jonction PN qui transforme un flux énergétique provenant d'une lumière en courant électrique. Pour effectuer la détection en évitant les recombinaisons des paires électrons-trous, il faut que les photons soient absorbés dans une zone vide de porteurs mobiles, qui est la zone de charge de la jonction PN. En effet, avec une polarisation inverse, on réduit la valeur de la capacité de transition de la jonction, où règne un champ électrique assez fort, qui permet de recueillir les porteurs ainsi générés sous forme d'un photocourant et d'avoir une réponse très rapide.

Ces photodiodes PiN, ont une capacité de transition (C_T) qui varie en fonction de la tension inverse V_R , et qui est donnée par la relation suivante :

$$C_T(V_R) = \frac{C_T(0)}{[1 + (V_R / V_{PV})]^m} \quad (4.1)$$

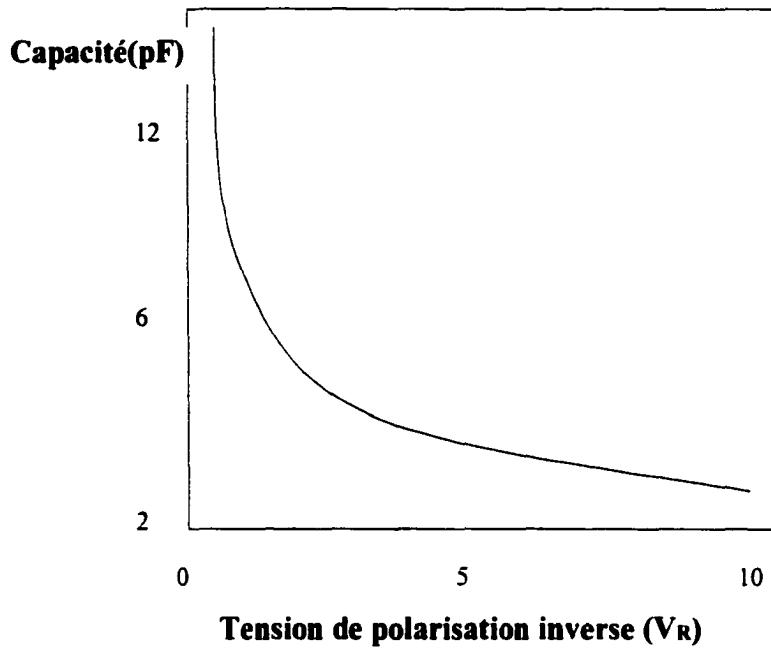


Figure 4.2 : Variation de la capacité de transition d'une photodiode.

Le terme V_{PN} correspond au potentiel interne, sa valeur est de l'ordre de 750 mV pour une jonction PN au silicium. L'exposant m varie avec le gradient du dopage de la zone la moins dopée. Pour une jonction abrupte $m=0.5$, alors que pour une jonction linéaire $m=0.33$. Ainsi la capacité de transition (C_T) diminue approximativement en $\sqrt{V_R}$ ou en $\sqrt{V_R}^3$. Comme le montre la figure 4.2.

La structure physique de la photodiode, illustrée par la figure 4.3, est associée au circuit de polarisation. Les performances des diodes PiN à hautes fréquences sont gouvernées spécialement par une constante de temps $R_s C_T$, qui crée l'une des limitations de sa fréquence de coupure.

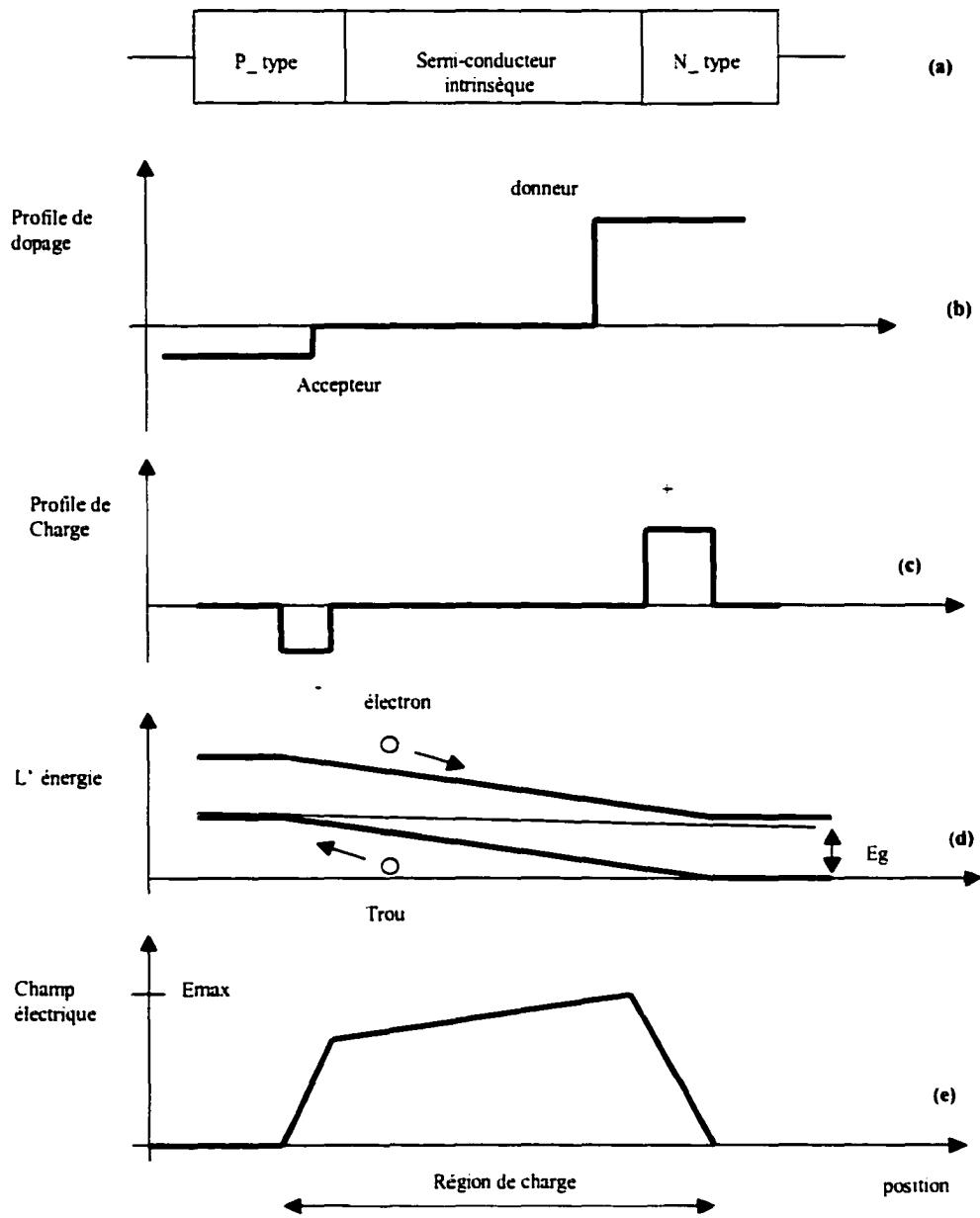


Figure 4.3 : Exemple de diode PiN. (a) Structure de la diode, (b) Profil de dopage, (c) Profil de charge, (d) Diagramme des bandes d'énergie, (e) Profil du champ électrique.

La figure 4.4 montre le schéma électrique équivalent de la diode PiN.

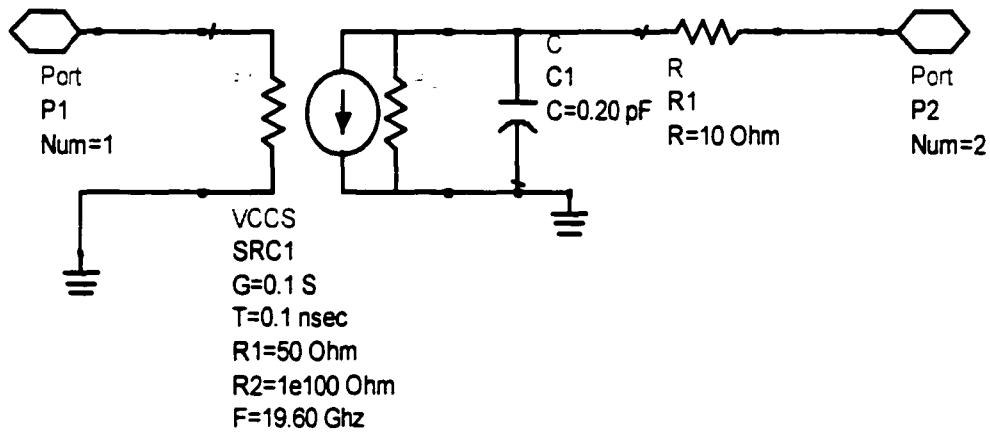


Figure 4.4 : Schéma électrique équivalent d'une diode PiN.

Le circuit équivalent de la diode avalanche est similaire à celui de la diode PiN, avec un gain au niveau de la source de courant dû au phénomène de multiplication d'électrons, qui se produit au niveau de la jonction, et qui dépend de la tension de polarisation. Le photocourant I_d est spécifié en Ampère et il dépend de la lumière incidente générée par le laser, le terme important dans une photodiode est sa responsivité (A/W), elle est typiquement de l'ordre de 0.4 pour les diodes en silicium et de 0.8 pour l'InP. Un autre élément important est la polarisation recommandée pour éviter la tension de claquage.

Finalement, la bande passante rencontre son maximum lorsque les effets de la constante de temps RC et le temps de transit sont égaux. Pour les longueurs de la région de charge les plus élevées, la bande passante diminue, parce que le temps de transit fixe les effets de la constante de temps[41], donc de la bande passante comme illustrée par la figure 4.5.

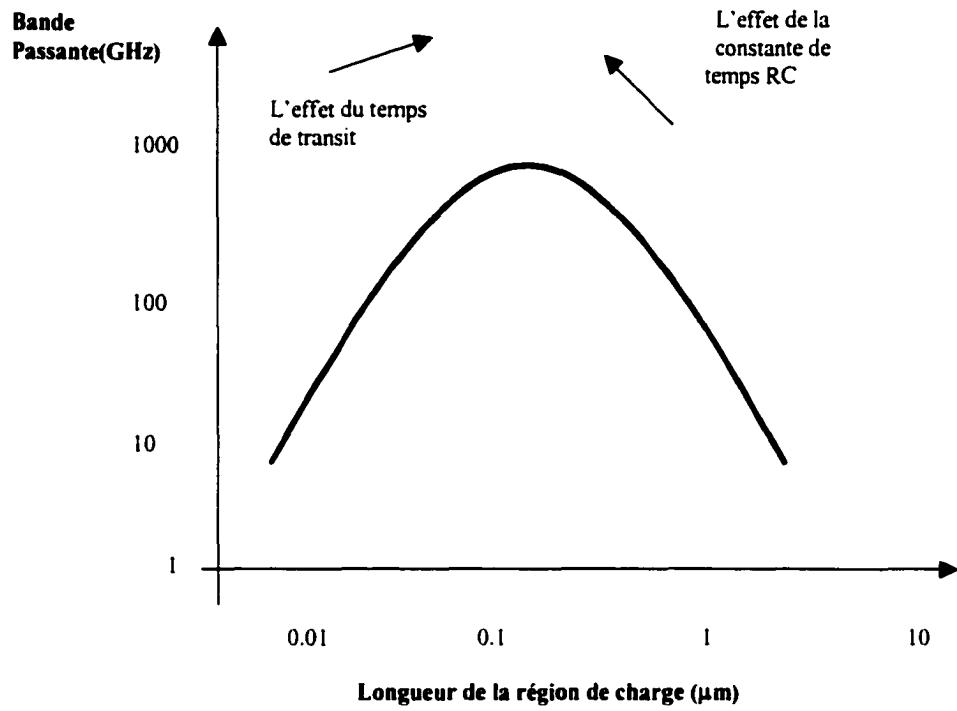


Figure 4.5 : Bande passante en fonction de la longueur de la région de charge.

4.3 Circuit transimpédance associé à une photodiode

4.3.1 Introduction

Les télécommunications optiques de hautes vitesses utilisent souvent un préamplificateur transimpédance à haut-gain, conjointement avec une photodiode, pour transformer le signal optique en signal électrique.

Ces amplificateurs transimpédances sont utilisés avec plusieurs technologies, en particulier, les technologies hybrides ou monolithiques en circuit intégré[31], avec des composants principaux des HBTs ou PHEMTs.

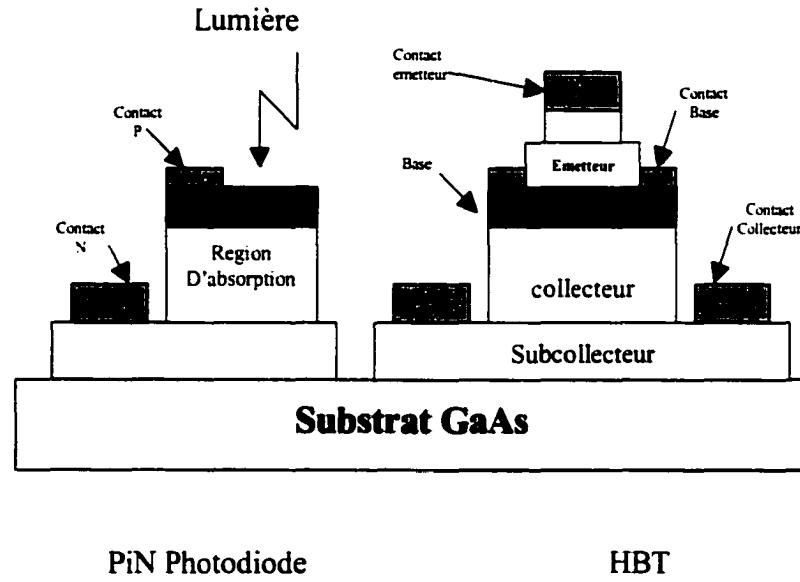


Figure 4.6 : Schéma illustrant l'intégration de la diode PiN ou APD, avec le HBT sur un même substrat.

L'emploi d'un matériau, tel que l'InP, offre beaucoup d'avantages pour les opérations de grandes longueurs d'ondes ($1.55 \mu\text{m}$)[31]. La technologie GaAs est employée pour les applications de récepteur optique de faibles longueurs d'ondes ($0.8\mu\text{m}$). Dans cette partie nous allons présenter un amplificateur transimpédance qui a une bande passante autour de 9 GHz.

4.3.2 Circuit transimpédance

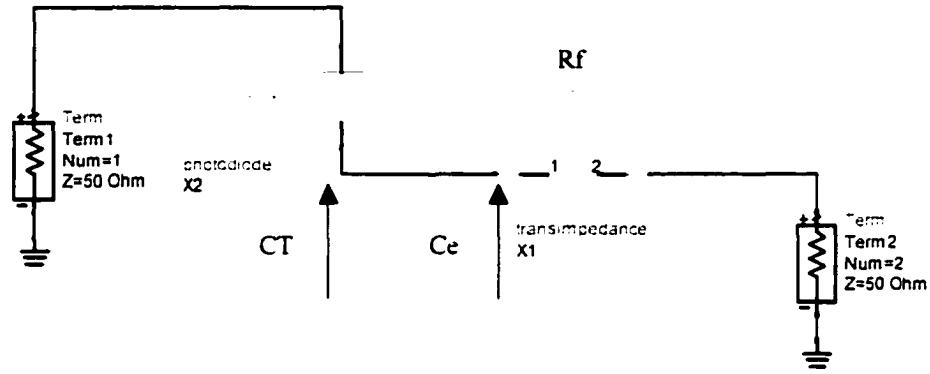


Figure 4.7 : Structure du circuit transimpédance avec une photodiode.

La fréquence de coupure du circuit représentée par la figure 4.7, est exprimée par la formule suivante :

$$f_{cl} = \frac{1}{2\pi r_f (C_T + C_e)} \quad (4.2)$$

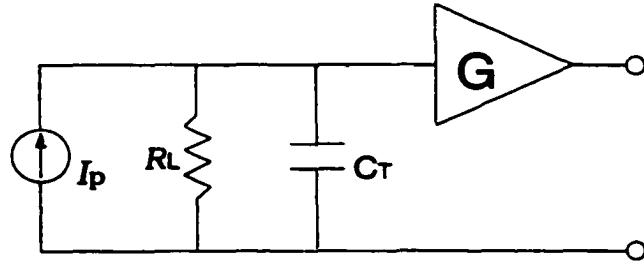
où C_T est la capacité de transition de la photodiode, C_e est la capacité à l'entrée du circuit transimpédance. La résistance r_f représente la résistance dynamique vue à l'entrée du circuit, elle est exprimée par l'équation suivante:

$$r_f = \frac{R_f}{1 - G} \quad (4.3)$$

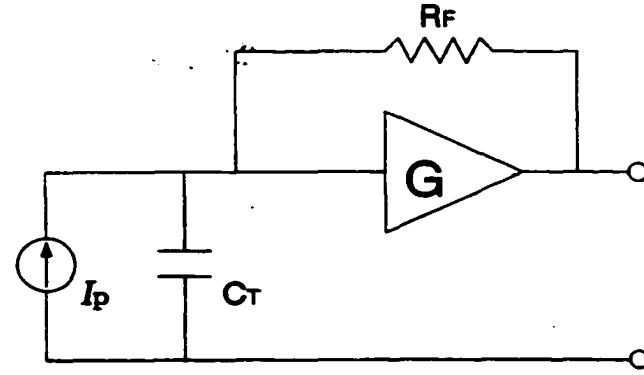
où G représente le gain de l'amplificateur, R_f est la résistance de feed-back qui impose une contre-réaction parallèle. La fréquence de coupure peut être réécrite sous la forme suivante:

$$f_{cl} = \frac{(1 - G)}{2\pi R_f (C_T + C_e)} \quad (4.4)$$

Le circuit transimpédance est préféré, parce qu'il apporte une amélioration du rapport signal sur bruit d'une valeur de $\sqrt{1 - G}$, par rapport à l'amplificateur de tension.



(a)



(b)

Figure 4.8 : Représentation symbolique et schéma équivalent
(a) de l'amplificateur de tension, (b) du circuit transimpédance.

4.3.3 Circuit photodiode

La structure de la photodiode utilisée est représentée par la figure 4.9. La valeur de sa capacité est de l'ordre de 0.2 pF, sa résistance série est égale à 11 ohms, sa résistance parallèle est assez élevée et sa responsivité est de l'ordre de 0.8 (A/W).

Toutes ces valeurs ont été choisies pour avoir une bande passante moyenne de 10 GHz pour répondre aux exigences de conception d'un convertisseur optoélectronique de 10 Gbit/s.

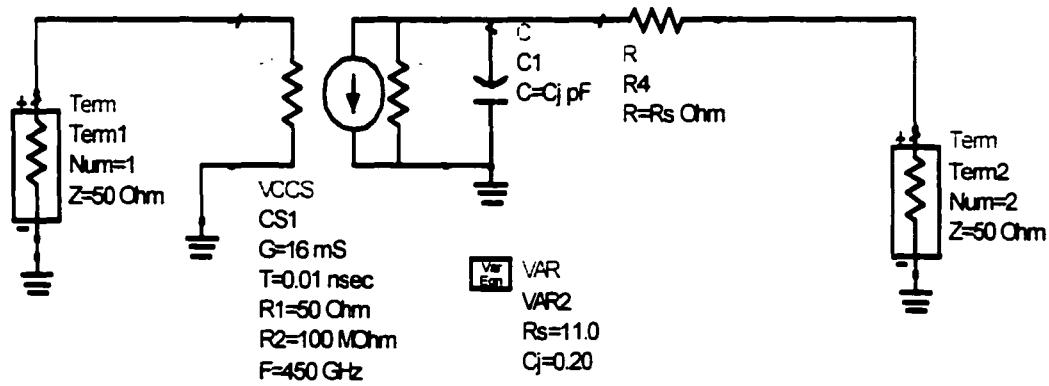


Figure 4.9 : Structure de la diode PiN.

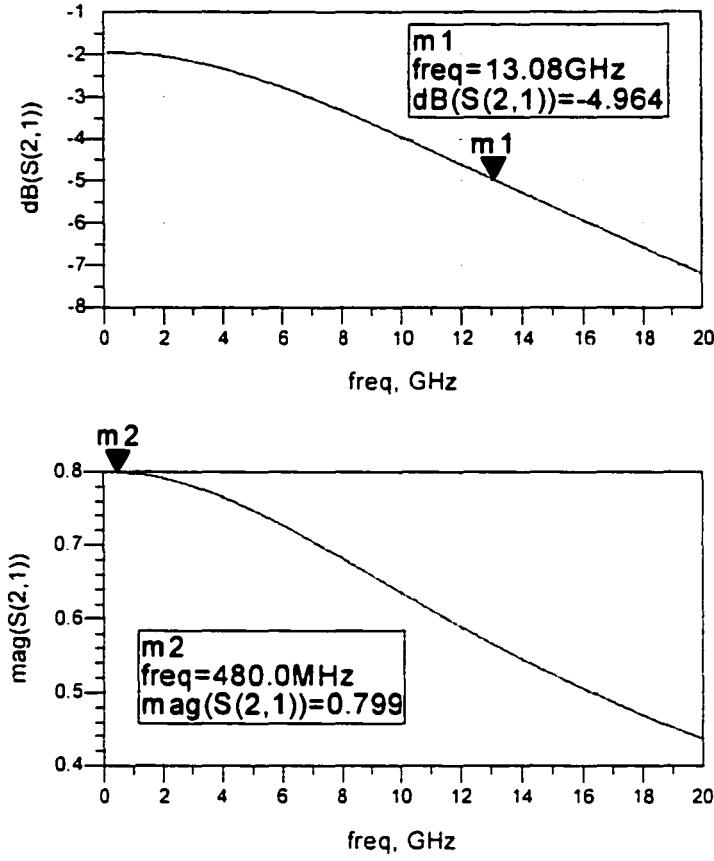


Figure 4.10 : Responsivité de la diode PiN.

4.3.4 Importance des matériaux

Les matériaux constitués à base de l'InP sont mieux adaptés pour les applications de hautes vitesses. Le GaAs et l'InP peuvent être utilisés comme semi- isolants. Ces substrats semi-isolants sont très importants pour les applications hyperfréquences parce que les composants et circuits, fabriqués à base de ces matériaux, offrent un grand avantage pour la réduction des capacités parasites.

L'InP est considéré comme un matériau qui a une conductivité thermique plus élevée que celle du GaAs, (0.68 W/cm-K pour L'InP) et (0.46 W/cm_K pour le GaAs)

[42]. La basse température de la jonction est importante pour l'extension de la durée de vie d'un composant, de plus les HBTs ont besoin d'avoir une largeur de bande d'énergie élevée au niveau de l'émetteur et une petite largeur de bande au niveau de la base. Le plus grand avantage de l'InP peut être noté simplement en visualisant les différences entre les bandes d'énergies de ces matériaux. Dans le cas d'une hétérostructure à base de GaAs, la petite largeur de bande est constituée par le GaAs qui a une énergie E_g égale à 1.42 eV. Pour un système à base d'InP la petite largeur de bande est constituée de InGaAs qui a une bande d'énergie d'environ 0.75 eV [42].

4.3.5 Conception de l'amplificateur transimpédance

La conception d'un amplificateur transimpédance en technologie MMIC nécessite des modèles actifs et passifs. Les composants passifs sont utilisés pour réaliser des fonctions, tels que les circuits d'adaptations, les filtres et beaucoup d'autres fonctions. Ces derniers, n'incluent pas forcément des éléments idéaux, telles que les inductances, les capacités et les résistances. Ils incluent aussi des composants avec des lignes de transmissions, comme les inductances spirales, les capacités MIM et interdigites, ainsi que des résistances en couches minces.

Dans cette conception, nous avons utilisé le transistor HBT petit signal modélisé et implanté dans les chapitres précédents. Le schéma de l'amplificateur transimpédance est montré par la figure 4.11. La structure emploie trois transistors en cascade avec trois résistances de contre réaction, ainsi que la résistance R_f , dans le but d'améliorer le gain et la stabilité. Elle a été optimisée pour avoir un haut gain et un maximum de bande passante. Pour que cet amplificateur soit à faible bruit (LNA), il faut bien considérer la formule qui donne le facteur de bruit[43], pour une chaîne d'amplificateurs qui est exprimée par la formule suivante:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad (4.5)$$

où F_n est le facteur de bruit du n^{ième} composant de la chaîne, G_n est le gain (en linéaire, pas en décibel), du composant n de la chaîne.

Cette formule montre que la figure du bruit (qui est donné par $10\log F$) du premier étage est très critique, parce que le facteur de bruit des étages suivants est réduit par le gain. Par ailleurs, une exception importante pour les ondes millimétriques au niveau du récepteur. Si on n'utilise pas de LNA, le bruit total est approximativement égal au bruit du mélangeur plus le bruit de l'amplificateur IF.

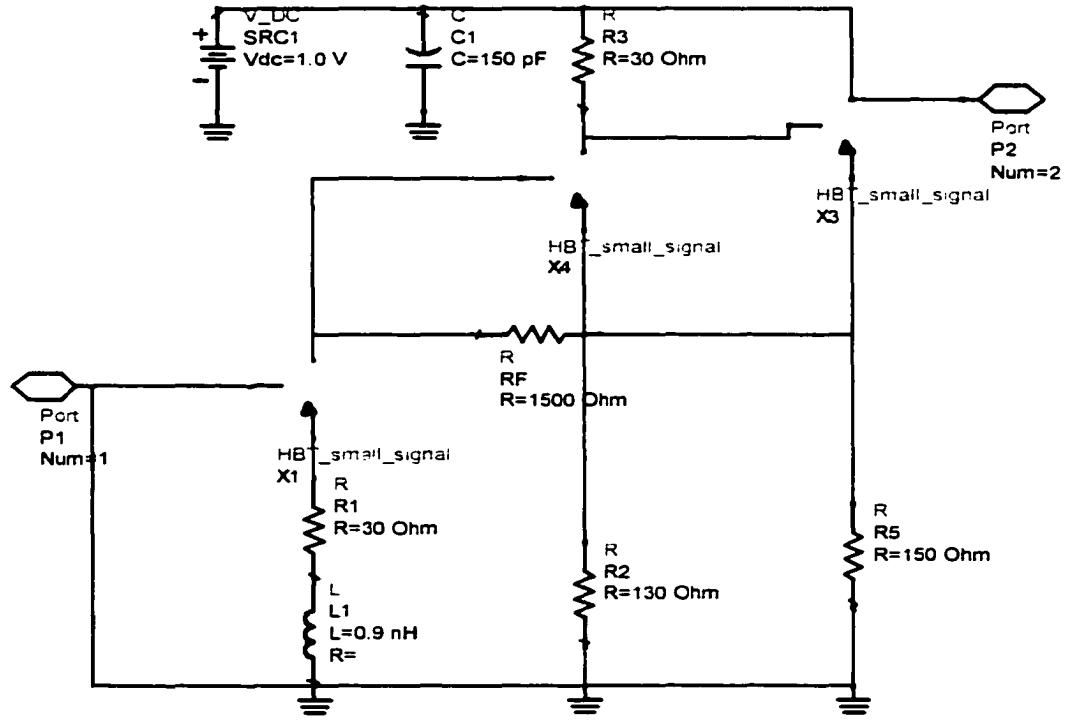


Figure 4.11 : Amplificateur transimpédance.

La mesure du bruit M de l'amplificateur, donne le facteur de bruit, qui résulte d'une cascade infinie d'amplificateurs identiques, et est calculé par la formule suivante :

$$M = \frac{F - 1}{1 - \frac{1}{G}} \quad (4.6)$$

F est le facteur de bruit, qui est exprimé par la formule suivante :

$$F = 1 + M \quad (4.7)$$

Généralement le premier étage de l'amplificateur est conçu de façon à avoir une mesure du bruit optimum, plutôt que l'optimum de la figure du bruit, parce que le gain doit être gardé suffisamment haut, pour minimiser la contribution du bruit des étages suivants. Quand on a plusieurs étages de LNA, le second et le troisième étage sont conçus de façon à avoir un gain élevé, pour que leur figure de bruit devienne moins importante. Si le gain d'un seul étage est tout à fait bas, un peu moins de dix décibels, Les autres étages qui suivent, doivent être conçus pour avoir une mesure optimum du bruit[41].

Donc la première étape pour faire un LNA, est le calcul du nombre d'étages, la figure du bruit et le gain exigé de chaque étage particulier.

4.3.6 Calcul de sensibilité

Pour déterminer la sensibilité de notre convertisseur, les contributions de toutes les sources de bruits sont calculées en fonction de la fréquence. Le bruit sur les récepteurs optoélectroniques a été analysé en détail par Smith et al [37], utilisant deux différents transistors un (FET) et un (BJT). Il a été constaté que pour les fréquences

élevées les BJT avaient de meilleures performances en bruit, notre convertisseur est conçu pour pouvoir opérer à hautes fréquences (10 GHz).

Les calculs commencent avec la construction du bruit du modèle petit signal. Dans notre cas on considère trois étages, comme illustré par la figure 4.11. Le schéma de la figure 4.12 est constitué de la photodiode PiN, qui est modélisée comme une source de courant id^2 , une capacité Cd et une résistance série rd , et le transistor HBT est représenté comme un circuit équivalent en pi. Pour le calcul de la densité spectrale du bruit de courant, la résistance de feed-back peut être vue à l'entrée du transistor, dans ce cas la capacité extrinsèque Cbc (base collecteur) est négligée, comme illustrée par la figure 4.12. La résistance du collecteur est représentée par RL , la résistance et la conductance de sortie de l'émetteur ont été négligées[40], la source de courant de la figure 4.12 représente deux sources de bruit, le bruit thermique et le bruit dû aux fluctuations d'électrons. Le bruit thermique est représenté par $i = \sqrt{4kT\Delta f / R}$, le bruit dû aux fluctuations d'électrons est représenté par $i = \sqrt{2qI\Delta f}$ [44], qui est proportionnel au courant moyen et à la bande passante équivalente de bruit.

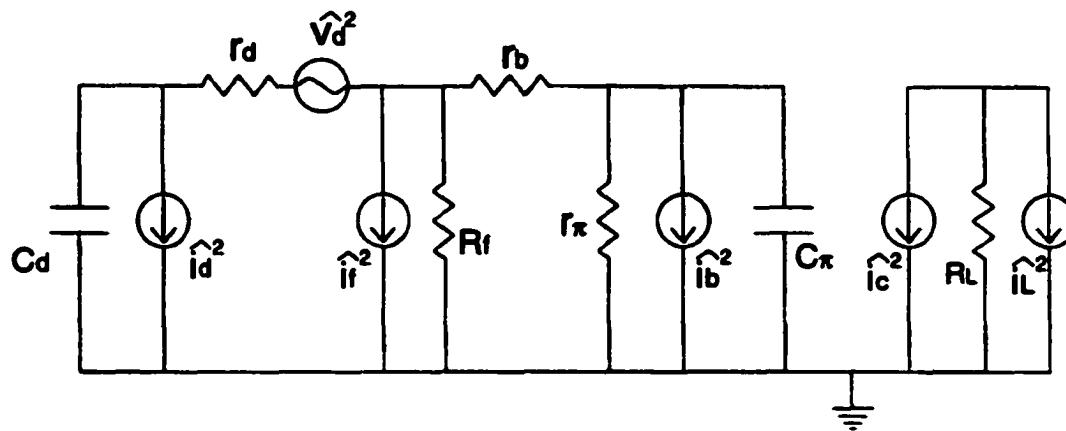


Figure 4.12 : Schéma équivalent petit signal en émetteur commun représentant la photodiode PiN et le HBT.

La source de bruit thermique en tension peut être transformée à partir de la source de bruit en courant. Si on divise l'une de ces expressions par $\sqrt{\Delta f}$ on déduira la densité spectrale du courant de bruit en (A/\sqrt{Hz}). Pour calculer la densité spectrale des sources de bruit, tous les termes de ces densités doivent être pris en considération à l'entrée du circuit[39], les expressions suivantes sont obtenues à partir des sources de bruit du circuit complet [42].

$$S_{rd} = \frac{4kTr_d}{R_i^2}$$

$$S_{ld} = 2qI_d$$

$$S_{rB} = \frac{4kTr_b}{R_i^2}$$

$$S_{IB} = 2qI_b \quad (4.8)$$

$$S_{lc} = \frac{2qI_c}{|\beta(jf)|^2} + \frac{2kT}{g_m R_i^2}$$

$$S_{rL} = \frac{4kT}{R_L |\beta(jf)|^2}$$

$$S_{rf} = \frac{4kT}{R_f}$$

S_{rd} : densité du courant de bruit à l'entrée de la résistance série de la photodiode.

S_{ld} : densité du courant de bruit à l'entrée du photocourant de la photodiode.

S_{rB} : densité du courant de bruit à l'entrée de la résistance de base du HBT.

S_{IB} : densité du courant de bruit à l'entrée du courant de base.

S_{lc} : densité du courant de bruit à l'entrée du courant de collecteur.

S_{rL} : densité du courant de bruit à l'entrée de la charge RL.

S_{rf} : densité du courant de bruit à l'entrée de la résistance Rf de feed-back.

Avec :

$$\begin{aligned}
 Ri &= [(C_\pi // r_\pi) + r_b] // R_f // (r_d + C_d), \\
 \beta(jf)^2 &= \frac{\beta_0^2}{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2} \\
 f_{3db} &= \frac{f_T}{\beta_0},
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

et f_0 est la bande passante à -3dB du gain en courant.

Le bruit total est dominé par deux paramètres, la résistance thermique de feedback et les fluctuations du courant de base. En haute fréquence, le bruit est dominé par les fluctuations du courant du collecteur, donc pour réduire le bruit généré par le courant du collecteur, le courant de base doit être garder bas, aussi longtemps que le gain du courant ne se dégrade pas trop[42]. Par ailleurs, réduire la structure de la jonction base collecteur améliore le bruit en haute fréquence [42].

La puissance moyenne optique P , exigée pour accomplir un "bit error rate" (BER) comme une fonction du courant total de bruit à l'entrée du récepteur, est exprimée par la formule suivante [42]:

$$\eta P = \left(\frac{h\gamma}{q} \right) Q \left(\langle i^2 \rangle_T \right)^{\frac{1}{2}} \tag{4.10}$$

avec :

$$\langle i^2 \rangle_T = \int |T(jf)|^2 S_{total} df,$$

(4.11)

$$S_{total} = S_{rd} + S_{ld} + S_{rB} + S_{lB} + S_{lC} + S_{rL} + S_{rf}$$

où $T(jf)$ est la fonction de transfert de l'amplificateur transimpédance. η est le terme qui représente l'efficacité du détecteur, il est donc le nombre de photons produit sur le nombre incident de photons. Q est égale à 6 pour une longueur d'onde de $1.55 \mu m$ et un BER de 10^{-9} , en assumant que $T(jf)$ a un seul pôle et la bande passante est de 10 GHz, la fonction normalisée peut être exprimer par :

$$|T(jf)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_{3db}}\right)^2} \quad (4.12)$$

où f_{3db} est la bande passante à 3 dB de l'amplificateur, le pôle assume de donner une bande passante du bruit de $1.57 f_{3db}$. À partir de l'équation (4.10) la sensibilité est estimée à -23.4 dBm en dessous du bite rate de 10 Gbit/s, pour un $BER=10^{-9}$ et $\lambda = 1.55 \mu m$ [41] [42].

En résumé, les matériaux et les schémas doivent être choisis pour rencontrer les exigences du récepteur optoélectronique. Après la configuration transimpédance est déterminée et suivie par le calcul et l'analyse de la sensibilité. Finalement le circuit est conçu en suivant toutes ces séquences.

4.3.7 Composants passifs pour une intégration monolithique

Avant de procéder à une intégration monolithique du circuit récepteur, on doit caractériser quelques éléments passifs. Ces éléments incluent les résistances en couches minces (Thin Film Resistors), les inductances en spirale et les capacités MIM et interdigites. Pour utiliser ces éléments, des modèles de leurs circuits équivalents doivent être développés. Ces modèles dépendent des matériaux et des procédés de fabrication. Dans ce qui suit, on présente les modèles de résistance en couche mince et de l'inductance spirale.

4.3.8 Résistance en couche mince

Le schéma équivalent d'une résistance en couche mince est présenté par la figure 4.13. Dans les convertisseurs optoélectroniques, ces résistances sont fabriquées en général par une évaporation et un dépôt de couches très minces d'une épaisseur d'environ 500 Å de Titanium avec environ 40 % de Nickel_Chromium. Des mesures doivent être faites à fréquence élevée pour extraire son modèle. En effet les ohms par unité de surface peuvent être optimiser pour les circuits sans aucune limitation imposée par les exigences des composants actifs.

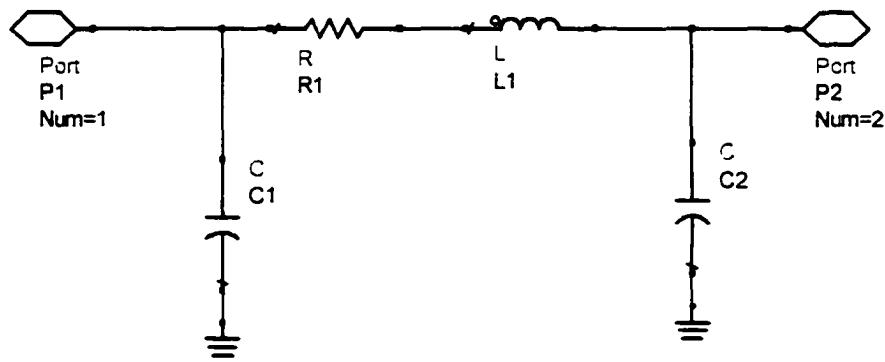


Figure 4.13 : Schéma équivalent d'une résistance en couche mince.

4.3.9 Inductance spirale

Dépendant des valeurs d'inductances exigées, les inducteurs MMIC peuvent être réaliser comme un fil très mince ou bien une inductance spirale, la figure 4.14 montre le schéma équivalent constitué d'éléments idéaux, pour une inductance spirale. En effet pour obtenir un modèle exact à haute fréquence, un modèle distribué est nécessaire pour représenter l'inductance.

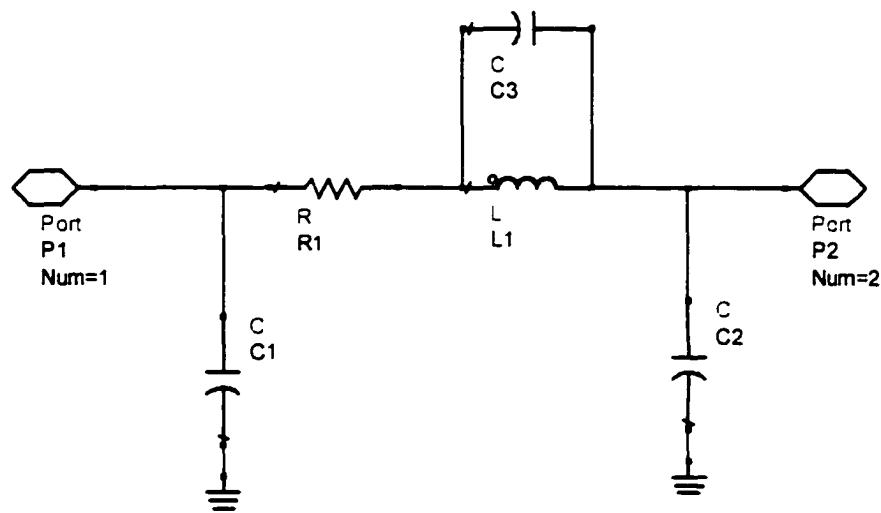


Figure 4.14 : Schéma équivalent d'une inductance spirale.

4.4 Résultats de simulation

Le masque du circuit de l'amplificateur transimpédance est donné par la figure 4.17. Le tableau 3 identifie chacune des composantes de ce circuit. Étant donné qu'on n'a pas accès à une fonderie de fabrication MMIC, on choisit de simuler l'amplificateur transimpédance avec des composants passifs idéaux, et les transistors HBTs réels.

La simulation illustrée par la figure 4.15, montre une bande passante qui avoisine les 9 GHz, avec un gain de l'ordre de 15 dB, en effet la bande passante peut encore être améliorée en ajustant la résistance R_f comme indiquée par la figure 4.16. Par ailleurs, l'effet du bruit est d'une importance capitale, et que nous n'avons pas pris en compte dans notre simulation, parce qu'on n'a pas les paramètres de bruits du modèle HBT. En effet, plus la bande passante est élevée, plus la densité spectrale du courant de bruit est élevée, ce qui risque de détériorer la sensibilité de notre récepteur.

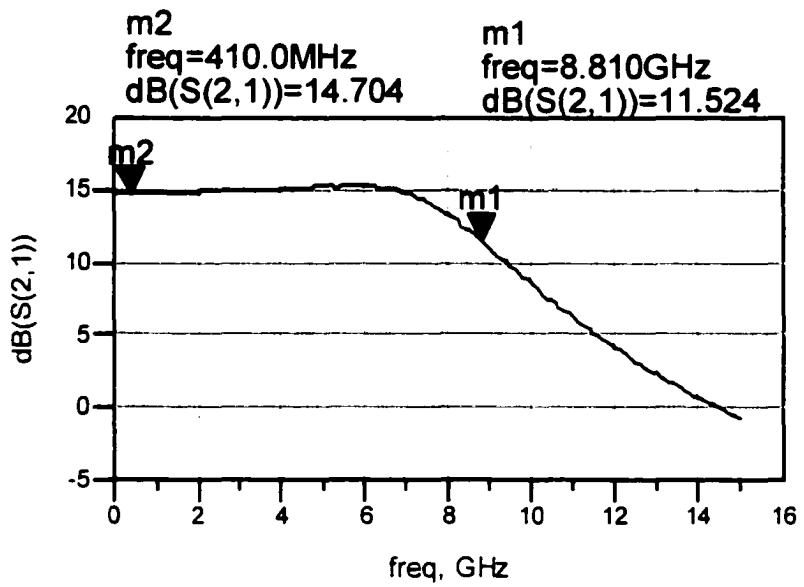


Figure 4.15 : Bande passante de l'amplificateur transimpédance.

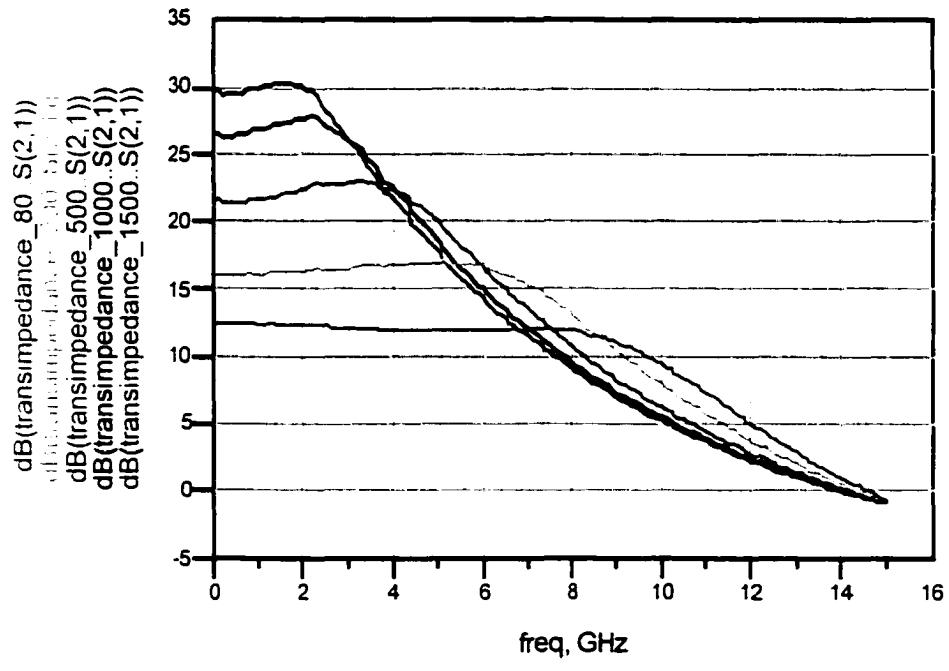


Figure 4.16 : L'effet de la résistance Rf sur le gain et la bande passante.

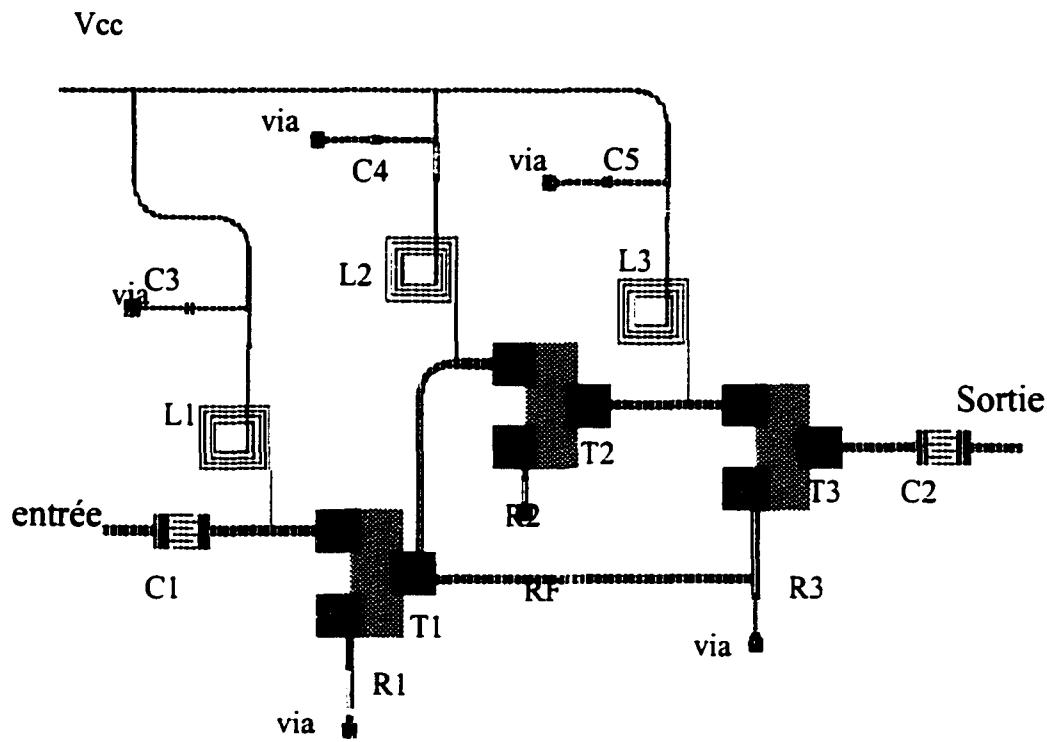


Figure 4.17 : Layout de L'amplificateur transimpédance.

Tableau 3

Description des éléments du layout de l'amplificateur.

C1, C2	Capacités interdigites
C3, C4, C5	Capacités MiM
T1, T2, T3	HBT
R1, R2, R3, RF	Résistances Thin film
L1, L2, L3	Inductances spirales

4.5 Conclusion

Un amplificateur transimpédance, avec différentes bandes passantes et gains, a été conçu pour une intégration monolithique avec un photodétecteur constitué d'une diode PiN. La simulation a été exécutée en utilisant des modèles petit signal du HBT et des composants passifs idéaux. La résistance R_f permet de varier la bande passante. Des résultats satisfaisants ont été obtenus en terme de bande passante de l'ordre du 9 Ghz. L'Amplificateur peut donc être utiliser pour concevoir un convertisseur optoélectronique 10 Gbits/s. La réalisation de ce circuit nécessiterait un layout spécial en y ajoutant des lignes de transmission de 50 ohms à l'entrée et à la sortie du récepteur, tous les transistors doivent être reliés par des lignes de transmission. Les résistances doivent être présentées par des structures Thin film, et les capacités de découplage par des structures MiM ou interdigites, comme illustrées par la figure 4.17.

CONCLUSION GÉNÉRALE ET RECOMMANDATIONS

L'objet de ce mémoire était la programmation et l'étude d'une nouvelle technique analytique d'extraction des paramètres petit signal du transistor bipolaire à hétérojonction, ainsi que l'implantation du modèle dans un simulateur de circuits micro-ondes tel que (ADS), pour la réalisation de circuits monolithiques à hautes fréquences, et l'application du modèle développé à la conception d'un convertisseur optoélectronique.

Pour effectuer cette étude, nous avons mené une recherche bibliographique concernant la structure physique du HBT, les techniques d'extraction d'autres modèles telles que les MESFETs, les BJTs, et les nouvelles techniques d'intégrations de ces modèles sous forme de modèle compilé, dans le logiciel de CAO (ADS) de Agilent.

Une nouvelle technique analytique d'extraction des paramètres pour le HBT petit signal a été présentée, l'avantage de cette technique d'extraction est qu'elle est unique, et forme un ensemble plein de sens physique. Cette extraction des paramètres du transistor à partir de ses paramètres S mesurés est utilisée pour toutes les fréquences.

La procédure d'extraction utilise un ensemble d'expressions sans aucune approximation, dans ce sens on peut dire que cette méthode d'extraction est plus rigoureuse, rapide et robuste, à comparer avec d'autres méthodes qui utilisent des approximations avec des techniques d'optimisation numérique globale. Un bon accord entre les paramètres S mesurés et calculés, confirme que la méthode d'extraction proposée est satisfaisante.

La dernière partie de ce mémoire a été consacrée à la conception d'un convertisseur de télécommunications optique à hautes vitesses, qui utilise souvent un amplificateur transimpédance à haut-gain, conjointement avec une photodiode, pour transformer le signal optique en signal électrique. Ainsi un amplificateur

transimpédance a été conçu en technologie monolithique sur substrat GaAs, en circuit intégré avec le composant principal, le modèle HBT.

Ce travail pourrait être étendu à l'extraction de schéma électrique non-linéaire, et il nous a permis de faire le premier pas dans le domaine de la modélisation linéaire des composants actifs.

Cette étude pourrait aussi être étendue aux phénomènes d'avalanche pour prédire les performances en puissance des transistors. Ceci est critique en opération pulsée, où les effets thermiques sont moins significatifs, mais l'effet d'avalanche limite la puissance maximale de sortie.

Il est clair cependant que l'optimisation de circuits monolithiques de forte puissance à HBT, ne peut s'effectuer sans la prise en compte des effets thermiques fondamentaux dans les structures multidoigts de HBT. Ainsi plus on monte en fréquence, plus la taille des transistors augmente, et plus les effets de propagation sont importants. En effet, lorsque les dimensions longitudinales d'un transistor sont de même ordre de grandeurs que la longueur d'onde du signal qui s'y propage, il est essentiel de tenir compte des phénomènes de propagation dans le dispositif. Un modèle distribué doit être mis au point pour l'étude de ces phénomènes. Donc une simulation tenant compte simultanément des problèmes électriques, thermiques et électromagnétiques, constituerait un outil précieux pour la réalisation de circuits monolithiques de forte puissance à HBT, en gammes centimétriques et millimétriques.

ANNEXE A

CODE SOURCE DU MODÈLE COMPILÉ DU TRANSISTOR HBT EN MODE PETIT SIGNAL

```

#include "mycomplex.h"

/***** ****
****

static boolean compute_y (
  UserInstDef *userInst,
  double omega,
  COMPLEX *yPar)
{
  boolean status = TRUE;
  UserParamData *pData = userInst->pData;

  COMPLEX ZA,ZB,ZC ;
  COMPLEX D2 ;
  COMPLEX Z1,Z2,Z3 ;

  COMPLEX Zbc, XX,B,Z4 ;

  COMPLEX Y11,Y12,Y21,Y22 ;
  COMPLEX Z11_1,Z21_1,Z12_1,Z22_1 ;
  COMPLEX Z11,Z21,Z12,Z22 ;

  //**** ****
  ZA=Rbb_p ;
  ZB=1/(Cc_p*omega) ;
  ZC=Rbe_p/(1+Rbe_p*Cbe_p*omega) ;
  D2=ZA*ZB+ZB*ZC+ZA*ZC ;

  Z1=D2/ZB ;
  Z2=D2/ZC ;
  Z3=D2/ZA ;

  Zbc=1/(Cbc_p*omega) ;
  XX=(1+(ZC/ZA)+(ZC/ZB)) ;
  B=ZC/(ZB*XX) ;
  Z4=Z2*Zbc/(Z2+Zbc) ;

  Y11=(Z1+Z4)/(Z1*Z4) ;
  Y12=-1/Z4 ;
  Y21=Gm*B*(Z3/Z1)*exp(j*omega*t0)-(1/Z4) ;
  Y22=((Z4+Z3)/(Z4*Z3)) + Gm*B*exp(-j*omega*t0) ;

  DY1=Y11*Y22-Y12*Y21 ;

  Z11_1= Y22/DY1 ;
  Z21_1= -Y21/DY1 ;
  Z12_1= -Y12/DY1 ;
  Z22_1= Y11/DY1 ;

```

```
Z11=Z11_1+Rb_p+Re_p+j*omega*(Lb_p+Le_p) ;
Z12=Z12_1+Re_p+j*omega*(Le_p) ;
Z21=Z21_1+Re_p+j*omega*(Le_p) ;
Z22=Z22_1+Rc_p+j*omega*(Lc_p+Le_p) ;

/*      parametres Y      */

deltaz=difc(multpc ( z11, z22),multpc(z12,z21));
yPar[0]=dividc ( z22, deltaz );
yPar[1]=multpc ( cmplx(-1.0,0.0), dividc(z12, deltaz));
yPar[2]=multpc ( cmplx(-1.0,0.0), dividc(z21, deltaz) );
yPar[3]=dividc ( z11, deltaz );
return status;
}

/* Add pre-analysis routines here.
*/
static boolean pre_analysis (
    UserInstDef *userInst)
{
    boolean status = TRUE;

    return status;
}

/* Add post-analysis routines here.
*/
static boolean post_analysis (
    UserInstDef *userInst)
{
    boolean status = TRUE;

    return status;
}
```

ANNEXE B

CODE SOURCE
EXTRACTION DES PARAMÈTRES DU TRANSISTOR
HBT EN MODE PETIT SIGNAL

```

# include <stdio.h>
# include <conio.h>
# include <math.h>
# include <iostream.h>
# include <fstream.h>
# include <stdlib.h>
# include <complex.h>

const int maxS=280, maxF=12, nbfreq=12, nbfich=2 ;

int nbneg=0, nbpos=0;

const double z0=50.0, pi=3.141592654 , nf=1.1 , k=0.026 , q=1.6e-19,p=1e+09;

//const double Rb=1.5, Re=1.1, Rc=3.3;

const double Rb=1.49944, Re=1.45, Rc=3.43;

//const double Rb1=0, Re1=0, Rc1=0;

double Rb1, Re1, Rc1;

const double KTq=26, IB=50e-3;

int j;

double *Freq , *w , *wRbbCC ,*wCbe ,*wRbb ,*wCbc,*wto ,*wGm;

double Rbb , Cc , RbbCc, Cbc , Rbe , Cbe , RbeCbe , Gm ,to ;

double *alfa ,*beta,*delta;

double gama;

double Ic ,VC, Ib, Vb;

double *Ib1,*IBB;

fstream fp0,fp1,fp2,fp3,fp4,fp5,fp6,fp7,fp8,fp9,fp10,fp15;

#define abs(i) ((i)<0 ? -(i) : (i))

#define module(x,y) sqrt((x)*(x)+(y)*(y))

#define carre(x) ((x)*(x))

//struct complex {
//    double x,y;    /* real and imaginary parts */
//} ;

double S11M , S11A;

```

```

double S12M , S12A;
double S21M , S21A;
double S22M , S22A;

double re , im;

complex *ZA,*ZB,*ZC,*B ,*Zbc;

complex *Y4,*Y2 ;

complex *Z1,*Z2,*Z3,*Z4,*K ;

complex *S11_0,*S12_0,*S21_0,*S22_0;

complex *S11_1,*S12_1,*S21_1,*S22_1;

complex *Z11,*Z12,*Z21,*Z22;

complex *Z11_0,*Z12_0,*Z21_0,*Z22_0;

complex *Y11,*Y12,*Y21,*Y22 ;

complex *Z11_2,*Z12_2,*Z21_2,*Z22_2;
complex *S11_2,*S12_2,*S21_2,*S22_2;
complex DS ;

double *pc1,*pc2,*pc3,*pc4;

complex *Z11c,*Z12c,*Z13c,*Z14c;
complex *Z21c,*Z22c,*Z23c,*Z24c;
complex *Z31c,*Z32c,*Z33c,*Z34c;
complex *Z41c,*Z42c,*Z43c,*Z44c;

//-----
// Ce programme permet de calculer les valeurs des resistances
// parasites du circuit equivalent
// ----

void resistances()
{
    int i;
    double re,mag;

    for(i=0;i<=maxF;i++)
    {

        fp15>> Ib1[i];
        // cout<< "Ib1["<<i<<"]= " << Ib1[i] << "\n" ;

        fp15>>re>>mag;
    }
}

```

```

S11_2[i]=complex(re*cos(mag*pi/180),re*sin(mag*pi/180));

//S11_2[i]=complex(re,mag);

//cout<< S11_2[i];

fp15>>re>>mag;

S21_2[i]=complex(re*cos(mag*pi/180),re*sin(mag*pi/180));

//S21_2[i]=complex(re,mag);

fp15>>re>>mag;

S12_2[i]=complex(re*cos(mag*pi/180),re*sin(mag*pi/180));

//S12_2[i]=complex(re,mag);

fp15>>re>>mag;

S22_2[i]=complex(re*cos(mag*pi/180),re*sin(mag*pi/180));

//S22_2[i]=complex(re,mag);

}

// getch();

// -----
// Determination de la matrice Z a partir des parametres S
// -----
for(i=0;i<=maxF;i++)
{
    DS = (1-S11_2[i])*(1-S22_2[i])-S12_2[i]*S21_2[i] ;

    Z11_2[i] = 50*( (1+S11_2[i])*(1-S22_2[i])+S12_2[i]*S21_2[i] )/DS
;

    Z21_2[i] = 50*(2*S21_2[i])/DS ;

    Z12_2[i] = 50*(2*S12_2[i])/DS ;

    Z22_2[i] = 50*( (1-S11_2[i])*(1+S22_2[i])+S12_2[i]*S21_2[i] )/DS
;

    IBB[i] = 1/Ib1[i];

fp10 << Ib1[i]<<"\t" <<"\t" <<IBB[i] <<"\t" <<"\t" <<
(real(Z22_2[i])-real(Z21_2[i]))<<"\t" <<"\t" <<

```

```

real(Z12_2[i])<<"\t"    <<"\t" <<(real(Z11_2[i])-real(Z12_2[i]))
<<"\n";

}

// -----
// Determination des resistances parasites
// -----

for(i=0;i<=maxF;i++)
{
    pc1[i]=real(Z22_2[i])-real(Z21_2[i]);
    //pc2[i]=pc1[i]/IBB[i];
    pc3[i]=real(Z12_2[i]);
    pc4[i]=(real(Z11_2[i])-real(Z12_2[i]));
}

Rc1=pc1[12];
Re1=pc3[12];
Rb1=pc4[12];

cout<< "Rb1 = " << Rb1 << "\n" ;
cout<< "Re1 = " << Re1 << "\n" ;
cout<< "Rc1 = " << Rc1 << "\n" ;

// getch();

}

//*****
//      Lecture des caracteres
//*****


void lireCH(int max )
{
    char text[30];
    int i;

    for(i=0;i<max;i++)
    {
        fp0>> text;
        // cout<< text;
    }
}

```

```

        }
    }
//*****Lecture des frequences et Parametres S*****
//*****Lecture des frequences et Parametres S*****
//*****Lecture des frequences et Parametres S*****



void lireS()
{
    // while(!feof(fp0)); while(!fp0.eof())
    //{
    int i;

    for(i=0;i<=maxS;i++)
    {
        fp0>> Freq[i];

        //cout<< "Freq["<<i<<"]= " << Freq[i] << "\n" ;

        fp0>>S11M>>S11A;

        S11_0[i]=complex(S11M*cos(S11A*pi/180),S11M*sin(S11A*pi/180));

        // cout<< S11[i];

        fp0>>S21M>>S21A;

        S21_0[i]=complex(S21M*cos(S21A*pi/180),S21M*sin(S21A*pi/180));

        fp0>>S12M>>S12A;

        S12_0[i]=complex(S12M*cos(S12A*pi/180),S12M*sin(S12A*pi/180));

        fp0>>S22M>>S22A;

        S22_0[i]=complex(S22M*cos(S22A*pi/180),S22M*sin(S22A*pi/180));

    }

    for(i=0;i<=maxS;i++)
    {

//fp7 << Freq[i]*p <<"\t" <<"\t" << real(S11_0[i]) <<"\t" <<"\t" <<
        imag(S11_0[i])<<"\t" <<"\t" << real(S21_0[i]) <<"\t" <<"\t" <<
        imag(S21_0[i]) <<"\t" <<"\t" << real(S12_0[i]) <<"\t" <<"\t" <<
        imag(S12_0[i]) <<"\t" <<"\t" << real(S22_0[i]) <<"\t" <<"\t" <<
        imag(S22_0[i])<<"\n"  ;
    }
}
//*****Lecture des frequences et Parametres S*****
//*****Lecture des frequences et Parametres S*****
//*****Lecture des frequences et Parametres S*****
```

```

// Conversion des parametres S en Z
//*****void z2s()
{
    complex s0z;
    int i;
    for(i=0;i<=maxS;i++)
    {
        s0z=(1-S11_0[i])*(1-S22_0[i])-S12_0[i]*S21_0[i];
        Z11_0[i]=z0*((1+S11_0[i])*(1-S22_0[i])+S12_0[i]*S21_0[i])/s0z;
        Z12_0[i]=z0*2*S12_0[i]/s0z;
        Z21_0[i]=z0*2*S21_0[i]/s0z;
        Z22_0[i]=z0*((1-S11_0[i])*(1+S22_0[i])+S12_0[i]*S21_0[i])/s0z;
    }
}
//*****void ZZ()
{
    int i;
    for(i=0;i<=maxS;i++)
    {
        Z11[i]= Z11_0[i] - Re - Rb;
        Z11[i]= Z11_0[i] - Re - Rb;
        Z12[i]=Z12_0[i]- Re ;
        Z12[i]=Z12_0[i]- Re ;
        Z21[i]=Z21_0[i]- Re ;
        Z21[i]=Z21_0[i]- Re ;
        Z22[i]=Z22_0[i]- Re -Rc ;
        Z22[i]=Z22_0[i]- Re -Rc ;
        S11_1[i]=((Z11[i]-50)*(Z22[i]+50)-Z12[i]*Z21[i])/(
        (Z11[i]+50)*(Z22[i]+50)-Z12[i]*Z21[i] );
        S12_1[i]=(2*50*Z12[i])/(
        (Z11[i]+50)*(Z22[i]+50)-Z12[i]*Z21[i] );
        S21_1[i]=(2*50*Z21[i])/(
        (Z11[i]+50)*(Z22[i]+50)-Z12[i]*Z21[i] );
    }
}

```

```

S22_1[i]=((Z11[i]+50)*(Z22[i]-50)-Z12[i]*Z21[i])/(
(Z11[i]+50)*(Z22[i]+50)-Z12[i]*Z21[i] ) ;

}
}

//***** Conversion des parametres S en Y *****
//***** Calcul des parametres Z1 Z3 Z4 et K *****
void y2z()
{
    complex Dz1;
    int i;
    for(i=0;i<=maxS;i++)
    {
        Dz1=Z11[i]*Z22[i]-Z12[i]*Z21[i];
        Y11[i]=Z22[i]/Dz1 ;
        Y21[i]=-Z21[i]/Dz1 ;
        Y12[i]=-Z12[i]/Dz1 ;
        Y22[i]=Z11[i]/Dz1 ;
    }
}

//***** Calcul des parametres Z1 Z3 Z4 et K *****
void Z1Z3Z4K()
{
    int i;
    for(i=0;i<=maxS;i++)
    {
        Z1[i]=1/(Y11[i]+Y12[i]);
        Z4[i]=-1/Y12[i];
    }
}

```

```

Y4[i]=(-Y12[i]);
Z3[i]=(Y21[i]+Y11[i])/((Y11[i]+Y12[i])*(Y22[i]+Y12[i])) ;
K[i]=Y22[i]-
((Y11[i]+Y12[i])*(Y22[i]+Y12[i])/(Y21[i]+Y11[i]))+Y12[i] ;
//KK(k) = Y22(k) -(
(Y11(k)+Y12(k))*(Y22(k)+Y12(k))/(Y21(k)+Y11(k)) ) + Y12(k);
}

}
//***** Extraction des paramètres *****
//***** Extraction des paramètres *****
void extract()
{
    int i;
    Rbe=nf*KTq/(Ib*1e-3);
    for(i=0;i<=maxS;i++)
    {
        w[i]=2*pi*Freq[i]*p;
        wRbbCc[i]=imag(Z1[i])/imag(Z3[i]);
        //cout<< "Z3["<<i<<"]= " << imag(Z3[i]) << "\n" ;
        //cout<< "Z1["<<i<<"]= " << imag(Z1[i]) << "\n" ;
    }
    RbbCc=(wRbbCc[50]-wRbbCc[250])/(w[250]-w[50]);
    cout<< "RbbCc= " << RbbCc << "\n" ;
    // getch();
    for(i=0;i<=maxS;i++)
    {
        delta[i] = (Rbe*Rbe)*(Rbe*Rbe) - 4*(imag(Z1[i])-wRbbCc[i]*Rbe)*(imag(Z1[i]))*(Rbe*Rbe);
    }
}

```

```

        wCbe[i] = (-(Rbe*Rbe) +
sqrt(delta[i]))/(2*imag(Z1[i])*(Rbe*Rbe)) ;

    }

    Cbe=(wCbe[200]-wCbe[50])/(w[50]-w[200]);

cout<< "Cbe= " << Cbe << "\n" ;

//getch();

for(i=0;i<=maxS;i++)
{
    wRbb[i] = ( w[i]*real(Z1[i])*(1+w[i]*w[i]*Cbe*Cbe*Rbe*Rbe) -
Rbe*Rbe * Cbe* RbbCc * w[i]*w[i] - Rbe
)/(1+(Rbe*Cbe*w[i])*(Rbe*Cbe*w[i]));
    //WRbb(k) = W(k)*(real(Z1(k)))*(1+W(k)^2*CCbe^2*RBE^2) - RBE^2 *
CCbe* RbbCc * W(k)^2 - RBE )/(1+(RBE*CCbe*W(k))^2);

}

Rbb=(wRbb[150]-wRbb[50])/(w[150]-w[50]);

Cc=RbbCc/Rbb;

cout<< "Rbb = " << Rbb << "\n" ;

cout<< "Cc = " << Cc << "\n" ;

for(i=0;i<=maxS;i++)
{
    ZA[i]=complex(Rbb,0.0);

    ZB[i]=1/complex(0.0,Cc*w[i]);

    ZC[i]=Rbe/complex(1,Rbe*Cbe*w[i]);

    B[i]=ZC[i]/(ZB[i]*(1+(ZC[i]/ZA[i])+(ZC[i]/ZB[i])));

    Y4[i]=1/Z4[i];

    Y2[i]=ZC[i]/( (ZA[i]*ZB[i])+(ZB[i]*ZC[i])+(ZA[i]*ZC[i]));

    wCbc[i]=imag(Y4[i])-imag(Y2[i]);
}

```

```

//cout<< "wCbc["<<i<<"]= " << wCbc[i] << "\n" ;
zbc[i]=1/complex(0.0,wCbc[i]);
}

Cbc=(wCbc[200]-wCbc[50])/(w[50]-w[200]);

cout<< "Cbc = " << Cbc << "\n" ;

for(i=0;i<=maxS;i++)
{
    wto[i]=atan(-imag(K[i]/B[i])/real(K[i]/B[i]));
// WT(k) = atan( -imag( KK(k)/B(k) ) / real( KK(k)/B(k) ) );
}

to=(wto[50]-wto[200])/(w[50]-w[200]);

cout<< "to = " << to << "\n" ;

for(i=0;i<=maxS;i++)
{
    //wGm[i]=norm(K[i]/B[i])*w[i];

wGm[i]=sqrt(real(K[i]/B[i])*real(K[i]/B[i])+imag(K[i]/B[i])*imag(K[i]/B[i]))*w[i];
// Gm(k) = sqrt( ( real(KK(k)/B(k)) )^2 + ( imag(KK(k)/B(k)) )^2
);
}

Gm=(wGm[50]-wGm[200])/(w[50]-w[200]);

cout<< "Gm = " << Gm << "\n" ;

getch();

}

//***** Programme Principale *****
//***** *****
//***** *****
void main()
{

```

```

int i;

{
//getch();

{
fp10.open("ZIBB.txt" , ios::app);

fp15.open("Ib", ios::in);

if (fp15.fail()){
cout << "Probleme d'ouverture du fichier !";
exit(0);
}

Ib1=new double[maxF+1];
IBB=new double[maxF+1];

S11_2=new complex[maxF+1];
S12_2=new complex[maxF+1];
S21_2=new complex[maxF+1];
S22_2=new complex[maxF+1];

Z11_2=new complex[maxF+1];
Z12_2=new complex[maxF+1];
Z21_2=new complex[maxF+1];
Z22_2=new complex[maxF+1];

pc1=new double[maxF+1];
pc2=new double[maxF+1];
pc3=new double[maxF+1];
pc4=new double[maxF+1];



resistances();

fp15.close();

fp10.close();
}

//fp0.open("A225.txt", ios::in);

//fp0.open("A13op1.txt", ios::in);
//fp0.open("A13op2.txt", ios::in);
fp0.open("A13op3.txt", ios::in);

```

```

        if (fp0.fail()){
cout << "Probleme d'ouverture du fichier !";
exit(0);
}

fp6.open("intrin.txt" , ios::app);

fp7.open("parS0.txt" , ios::app);

fp8.open("parS1.txt" , ios::app);

fp9.open("wGm_wto.txt" , ios::app);

//***** Allocation de la Memoire *****
//***** Allocation de la Memoire *****
//***** Allocation de la Memoire *****

S11_0=new complex[maxS+1];
S12_0=new complex[maxS+1];
S21_0=new complex[maxS+1];
S22_0=new complex[maxS+1];

S11_1=new complex[maxS+1];
S12_1=new complex[maxS+1];
S21_1=new complex[maxS+1];
S22_1=new complex[maxS+1];

Freq=new double[maxS+1];
w=new double[maxS+1];

wRbbCc=new double[maxS+1];
wCbe=new double[maxS+1];
wRbb=new double[maxS+1];
wCbc=new double[maxS+1];
wto=new double[maxS+1];
wGm=new double[maxS+1];

alfa=new double[maxS+1];
beta=new double[maxS+1];
delta=new double[maxS+1];

Y11=new complex[maxS+1];
Y12=new complex[maxS+1];
Y21=new complex[maxS+1];
Y22=new complex[maxS+1];

Z11=new complex[maxS+1];
Z12=new complex[maxS+1];
Z21=new complex[maxS+1];

```

```

        Z22=new complex[maxS+1];

Z11_0=new complex[maxS+1];
Z12_0=new complex[maxS+1];
Z21_0=new complex[maxS+1];
Z32_0=new complex[maxS+1];

Z1=new complex[maxS+1];
Z2=new complex[maxS+1];
Z3=new complex[maxS+1];
Z4=new complex[maxS+1];
K=new complex[maxS+1];

ZA=new complex[maxS+1];
ZB=new complex[maxS+1];
Zbc=new complex[maxS+1];

ZC=new complex[maxS+1];
B=new complex[maxS+1];

Y4=new complex[maxS+1];
Y2=new complex[maxS+1];

//*****
// lireCH(6);

//*****
//      Lecture des parametres de polarisation (IC, VC, Ib, Vb)
//*****
```

~~```

fp0 >> IC;
cout<< IC;

//fp0 >> IC[i];
lireCH(2);
// cout<< text;
//*****/
fp0 >> VC;
cout<< VC;

//fp0 >> VC[i];
lireCH(2);

//*****/
*****/

```~~

```

fp0 >> Ib;
cout<< Ib;

 //fp0 >> Ib[i];
 lireCH(2);

//**

fp0 >> Vb;
cout<< Vb;

 //fp0 >> Vb[i];
 lireCH(24);

//**

lireS();

//**

z2s();

zz();

y2z();

//y2s();

//**

z1z3z4K();

extract();

for(i=0;i<=maxS;i++)
{
 //fp8 << Freq[i]*p << "\t" << w[i] << "\t" << "\t" << real(S11_1[i]) << "\t"
 << "\t" << imag(S11_1[i]) << "\t" << "\t" << real(S21_1[i])
 << "\t" << "\t" << imag(S21_1[i]) << "\t" << "\t" << real(S12_1[i]) << "\t"
 << "\t" << imag(S12_1[i]) << "\t" << "\t" << real(S22_1[i]) << "\t" << "\t"
 << imag(S22_1[i]) << "\n" ;

 //fp9 << Freq[i]*p << "\t" << w[i] << "\t" << "\t" << wGm[i] << "\t" << "\t"
 << wto[i] << "\t" << "\t" << wCbc[i] << "\t" << "\t" <<
 wRbb[i] << "\t" << "\t" << wRbbCc[i] << "\n" ;
}

//**

```

```

// Liberation de la Memoire
//*****
delete S11_0, S12_0, S21_0, S22_0;
delete S11_1, S12_1, S21_1, S22_1;
delete Freq ;
delete w;
delete wRbbCc;
delete wCbe;
delete wRbb;
delete wCbc;
delete wto;
delete wGm;
delete alfa;
delete beta;
delete delta;
delete Z11,Z12,Z21,Z22;
delete Z11_0,Z12_0,Z21_0,Z22_0;
delete Y11,Y12,Y21,Y22 ;
delete ZA,ZB,ZC,B ,Zbc;
delete Z1,Z2,Z3,Z4,K ;
delete Y4,Y2 ;
//delete Z11c,Z12c,Z13c,Z14c;
//delete Z21c,Z22c,Z23c,Z24c;
//delete Z31c,Z32c,Z33c,Z34c;
//delete Z41c,Z42c,Z43c,Z44c;
//*****
// Fermeture des Fichiers
//*****
// getch();
fp0.close();
fp1.close();
fp2.close();
fp3.close();
fp4.close();
fp5.close();
fp7.close();
fp8.close();
fp9.close();

```

```

fp6<< "Device = f836_25x2" <<"\n" ;
fp6<< "\n" ;
fp6<< "Les valeurs des paramètres intrinséques : " <<"\n" ;
fp6<< "\n" ;

fp6<< "avec le point de polarisation suivant : " <<"\n" ;

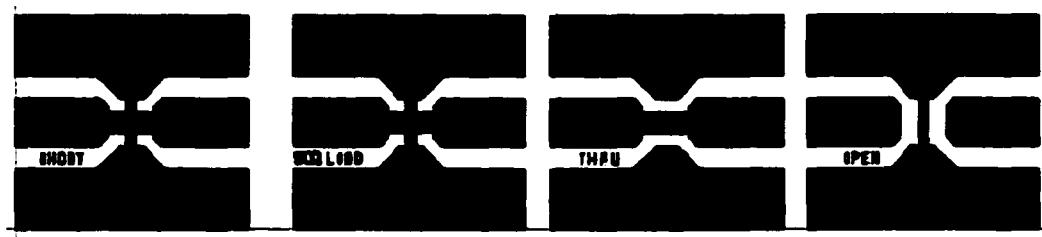
fp6<< "Ic = " << Ic <<" mA "<<"\n" ;
fp6<< "VC = " << VC <<" voltes "<<"\n" ;
fp6<< "Ib = " << Ib <<" uA "<<"\n" ;
fp6<< "Vb = " << Vb <<" voltes "<<"\n" ;
fp6<< "\n" ;
fp6<< "\n" ;
fp6<< "Rb1 = " << Rb1 <<"\n" ;
fp6<< "Rc1 = " << Rc1 <<" ohms "<<"\n" ;
fp6<< "Re1 = " << Re1 <<" ohms "<<"\n" ;
fp6<< "\n" ;
fp6<< "RbbCc = " << RbbCc <<"\n" ;
fp6<< "Rbe = " << Rbe <<" ohms "<<"\n" ;
fp6<< "Cbe = " << Cbe <<" Farads "<<"\n" ;
fp6<< "\n" ;
fp6<< "Rbb = " << Rbb <<"ohms"<<"\n" ;
fp6<< "Cc = " << Cc <<" Farads "<<"\n" ;
fp6<< "Cbc = " << Cbc <<" Farads "<<"\n" ;
fp6<< "\n" ;
fp6<< "to = " << to <<" (S) "<<"\n" ;
fp6<< "\n" ;
fp6<< "Gm = " << Gm <<" (S) "<<"\n" ;
fp6<< "\n" ;
fp6<< "La resistance dynamique de la diode (B_E): " <<"\n" ;
fp6<< "RBE = " << Rbe <<" ohms "<<"\n" ;
}

fp6.close();
}

```

## **ANNEXE C**

### **LES QUITES DE CALIBRATION SOLT POUR LES PROBES**



## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] R. Hajji, " Modélisation Grand-Signal des Transistors Bipolaires à Hétérojonction aux ondes centimétriques et Millimétriques ", *Thèse PhD, École polytechnique de Montréal*, Juin 1995.
- [2] H. Ghaddab " Modélisation des Transistors Bipolaires à Hétérojonction, " *Thèse PhD, École Nationale d'ingénieurs de Tunis*, Février 1999.
- [3] R. Hajji, S.El Rabaie, A.B.Kouki et F.M.Ghannouchi " Systematic DC/Small-Signal/Large Signal Analysis of heterojunction Bipolar Transistors Using a New Consistant Non-linear Model, " *IEEE Tran Microwave and theory*, vol.MTT-44, pp.1-9, Fev.1996.
- [4] J. J. Ebers, et J.L Moll. , " Large signal Behavior of the junction transistor, " *Proc. Of IRE* , vol.42,pp.1761-1772, Déc.1954.
- [5] H. K. Gummel et H.C. Poon., " An integral Charge Control Model of Bipolar Transistors, " *Bell Syst. Tech.J.* , vol.49, pp.827-852, Mai 1970.
- [6] H. Kroemer , " Theory of Wide-Gap Emitter Transistors, " *Proceeding. Of IRE*. vol.45,pp.1535-1537, Nov.1957.
- [7] H. Kroemer , "Héterostructure Bipolar Transistors and integrated circuits " *Proceeding. Of the IEEE* , vol.70, pp.13-25, Janv.1982.
- [8] J. M, EARLY " Effects of space-Charge Layer Widening in junction Transistors " *Proceeding. Of IRE* , vol.40, pp.1401-1406, Nov.1952.

- [9] Chang, M.F. et al " AlGaAs /GaAs Heterojunction Bipolar Transistors fabricated Using a self -Aligned Dual lift-off Process, " *IEEE Tran .Electron Device Letters*, vol.EDL-8,pp.303-305, Juillet 1987.
- [10] ASBECK, P. M. et al " GaAs /(Ga, Al) As Heterojunction Bipolar Transistors with Baried Oxygen-Implemanted Isolation Layers, " *IEEE Tran .Electron Device Letters*, vol.EDL-5,pp.310-312, Août 1984.
- [11] F.Ali, A.Gupta, " HEMTs and HBTs : devices , fabrication and circuits, " Ed. Artech House . Boston , 1991.
- [12] KATOH, M.KURATA "A model-based comparison of AlInAs/GaInAs/GaInAs and InP/GaInAs/GaInAs Hbts : A Monte-Carlo study," *IEEE Tran .Electron Device Letters*, vol.37,pp.1245-1252, Mai1990.
- [13] S. GALDIN, P. DOLFUS, C. BRISSET, P.HESTO, "Analyse en régime petits signaux de transistors bipolaires à hétérojonction Si/SiGe par simulation Monte Carlo dynamique " *8<sup>ème</sup> journée nationale Micro-ondes , Communication* , p.6A-16-6A17, Brest France 12-14 , Mai 1993.
- [14] Y.Gobert, P.J.Tasker, et K.H.Bachem, " A physical, yet simple, small-signal equivalent circuit for the heterojunction bipolar transistor, " *IEEE Trans.Microwave Theory Tech.*, vol.45, pp.149-153, Jan. 1997.
- [15] D.Costa, W.Liu et J.S.Harris, Jr, " Direct extraction of the AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistor small-signal equivalent circuit, " *IEEE Trans. Electron Devices*, vol.38, pp.2018-2024, Sept. 1991.

- [16] D. R. Pehlke et D. Pavlidis , " Evaluation of the factors determining HBT high frequency performance by direct analysis of S-parameter data, " *IEEE Trans.Microwave Theory Tech.*, vol.40, pp.2367-2373, Dec. 1992.
- [17] U. Schaper et B. Holzapfl, " Analytic parameter extraction of the HBT equivalent circuit with T-like topology from measured s-parameter, " *IEEE Trans.Microwave Theory Tech.*, vol.40, pp.493-498, Mars 1995.
- [18] C-J. Wei et J. C.M.Huang, " Direct extraction of equivalent circuit parameters for heterojunction bipolar transistors " *IEEE Trans.Microwave Theory Tech.*, vol.43, pp.2035-2039, Sept. 1995.
- [19] A. Samelis et D. Pavlidis, " DC to high-frequency HBT-model parameter evaluation using impedance block conditioned optimization " *IEEE Trans.Microwave Theory Tech.*, vol.45, pp.886-897, June 1997.
- [20] B.Li, S. Prasad, L.Yang et S. C. Wrang, "A semianalytical parameter extraction procedure for HBT equivalent circuit, " *IEEE Trans.Microwave Theory Tech.*, vol.46, pp.1427-1435, Oct. 1998.
- [21] B. Li, and S. Prasad "Basic expression and approximations in small signal parameter extraction for HBT's, " *IEEE Trans.Microwave Theory Tech.*, vol.47, pp.534-539, May 1999.
- [22] S. Bousnina, P. Mandeville, A. B. Kouki, R. Surridge et F. M. Ghannouchi, "A new analytical broadband method for determining the HBT small signal model parameters, " *IEEE MTT-S, International Microwave Symposium Digest*, Boston, vol.3, pp.1397-1400, June 2000.

- [23] A. Birafane " Modélisation des Transistors Bipolaires à Hétérojonction ", *Thèse PhD, Université d'orsay, Paris*, Dec. 1997.
- [24] S. Bousnina, "An Accurate On-Wafer De-Embedding Technique with Application to HBT Devices Characterisation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, To appear.
- [25] E. Sano, M. Yoneyama, S. Yamahata and Y. Matsuoka, "23 GHz bandwidth monolithic photoreceiver compatible with InP/InGaAs double-heterojunction bipolar transistor fabrication process," *Electronics Letters*, vol. 30, pp.2064-2065, November 1994.
- [26] L. M. Lunardi, "Monolithic integrated photoreceivers for long wavelength applications: design consideration and speed limitations," *20<sup>th</sup> workshop on Compound Semiconductor Devices and Integrated Circuits*, Vilnius, Lithuania, May 1996.
- [27] P. Fay, W. Wohlmuth, C. Caneau and I. Adesida, "18.5-GHz bandwidth monolithic MSM/MODFET photoreceiver for 1.55- $\mu$  m wavelength communication systems," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 8, pp. 679-681, May 1996.
- [28] Y. Suzuki, H. Shimawaki, Y. Amamiya, K. Fukuchi, N. Nagano, H. Yano, K. Honjo, "An HBT preamplifier for 40 Gb/s optical transmission systems," *GaAs IC Symposium*, 1996.
- [29] T. S. Tan, D.M Braun, T. L. Bagwell, C. P. Kocot, Straznicky, J. Sloan, R. Susan, "Flip-chip photodetector for high-speed communications

- instrumentation," *Hewlett-Packard Journal*, vol. 48, pp. 102-110, December 1997.
- [30] J.C. Garcia, C. Dua, S. Mohammadi and D. Pavlidis, "Hydride free chemical beam epitaxy processes and application to GaInP/GaAs HBTs," *38<sup>th</sup> Elect. Mat. Conf.*, Santa Barbara CA, p EE9, 1996, also in *Journal of Electronic Materials*, vol. 27, pp. 442-445, May 1998.
- [31] J.W. Park, S. Mohammadi, D. Pavlidis, C. Dua, J.L. Guyaux and J.C. Garcia, "GaInP/GaAs HBT broadband monolithic transimpedance amplifiers and their high frequency small and large signal characteristics," *IEEE MTT-S, International Microwave Symposium Digest*, Baltimore MD, vol. 1, pp. 39-42, June 7-9 1998.
- [32] D. Pehlke and D. Pavlidis, "Evaluation of the factors determining HBT high-frequency performance by direct analysis of S-parameter data," *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.40, pp.2367-2373, December 1992.
- [33] A. Samelis and D. Pavlidis, "A heterojunction bipolar transistor large signal model for high power microwave applications," *IEEE MTT-S, International Microwave Symposium Digest*, Orlando FL, pp.1231-1234, 1995.
- [34] R.G. Meyer and R.A. Blauschild, "A 4-terminal wide-band monolithic amplifier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 16, no. 6, pp. 634-638, 1981.
- [35] L.M. Lunardi, S. Chandrasekhar, A.H. Gnauck, C.A. Burrus, R.A. Hamm, J.W. Sulhoff and J.L. Zyskind, "A 12-Gb/s high-performance, high-sensitivity

- monolithic p-i-n/HBT photoreceiver module for long-wavelength transmission systems," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 7, no.2, pp. 182-184, 1995.
- [36] S. Mohammadi, J.W. Park, D. Pavlidis, J.L. Guyaux and J.C. Garcia, "A GaInP/GaAs HBT distributed amplifier for high-bit-rate telecommunication,"
- [37] R.G. Smith and S. D. Personick "Receiver design for optical fiber communication systems " in em Semi-conductor devices *for optical communication 2<sup>nd</sup>* . (ed.H.Kressel), *Topics in Applied physics* , pp. 88-160 , Springer –Verlag, New York, 1987.
- [38] Advanced Design System 1.5 . User manual, Agilent Technologies.
- [39] P.R. Gray and R.G. Meyer, "Analysis and Design of Analog Integrated circuits", 3<sup>rd</sup>, Wiley, 1993.
- [40] Q.Z. Liu, et al. *IEEE trans .Elec. Dev.*, vol. 40, No.12, pp.2204-2210, 1993.
- [41] Stephen B. Alexander, "Optical Communication Receiver Design". IEE Telecommunication Series, Volume 37, 1997.
- [42] KAO-CHIH SYAO, " High speed 1.55  $\mu$ m PIN-HBT Monolithically integrated Front-End Photoreceiver ", *Thése PhD, University of Michigan*, 1997.
- [43] H. F, Friis " Noise Figures for Radio Receivers, " *Proceeding. Of IRE* , vol.32, no. 7, pp.419-422, 1944.
- [44] W. Schottky, " Über Spontane Stromschwankungen in Verschiedenen Elektrizitätsleitern, " *Annals of Physics(Leipzig)* , vol.57, pp.541-567, 1918.