



HAL
open science

Optimisation technologique des transistors bipolaires hyperfréquence de puissance à hétérojonction GaAs/GaAlAs

Hugues Granier

► **To cite this version:**

Hugues Granier. Optimisation technologique des transistors bipolaires hyperfréquence de puissance à hétérojonction GaAs/GaAlAs. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 1995. Français. NNT: . tel-00146678

HAL Id: tel-00146678

<https://theses.hal.science/tel-00146678>

Submitted on 15 May 2007

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THESE

Préparée

Au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes du C.N.R.S.

en vue de l'obtention

DU DOCTORAT DE L'UNIVERSITE PAUL SABATIER DE TOULOUSE

Spécialité : Electronique

par

Hugues GRANIER

Maître ès Sciences

**OPTIMISATION TECHNOLOGIQUE DES TRANSISTORS
BIPOLAIRES HYPERFREQUENCE DE PUISSANCE
A HETEROJONCTION GaAs/GaAlAs**

Soutenue le 28 septembre 1995, devant le jury :

Mr.	G. REY	Président
Melle	J. TASSELLI	Directeur de thèse
MM	P. HESTO P. LAUNAY D. LIPPENS S.L. DELAGE A. MARTY	Rapporteurs Examineurs

Rapport LAAS N° 95389

Cette thèse a été préparée au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes du CNRS, 7 avenue du Colonel Roche, 31077 Toulouse cédex, France.

A ma Mère et mon Père
Qui m'ont toujours soutenu

A ma soeur Pascale, et à Serge
A mon neveu Nicolas
Pour leurs encouragements

A Juliette et Marie-Louise

A ma marraine Simone, et à Pierre.

AVANT PROPOS

Cette thèse a été réalisée au sein du groupe Structures III-V (S III-V) du Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (L.A.A.S.) du Centre National de la Recherche Scientifique (C.N.R.S.).

Je remercie Mr A. COSTES pour m'avoir accueilli en sa qualité de Directeur, mais aussi pour les échanges à la fois instructifs et amicaux que nous avons eu dans le cadre du Conseil de laboratoire, ou des activités sportives des équipes corporatives de football et rugby du LAAS.

Merci à Mr A. MUNOZ-YAGUE, Directeur de Recherche du C.N.R.S. de m'avoir accepté dans le groupe S III-V dont il a la responsabilité.

Que Mr G. REY, professeur à l'Université Paul Sabatier (U.P.S.), qui après m'avoir enseigné les rudiments des hétérostructures me fait l'honneur de présider ce jury de thèse soit assuré de mon respect et de mes remerciements sincères.

Merci également à Mrs P. HESTO, Professeur à l'Institut d'Electronique Fondamentale (I.E.F.) d'Orsay, P. LAUNAY Ingénieur au Centre National d'Etude des Télécommunications (C.N.E.T.) de Bagnaux, et D. LIPPENS Directeur de Recherche à l'Institut d'Electronique et de Micro-électronique du Nord (I.E.M.N.) de Lille, pour l'attention qu'ils ont portée à ce mémoire en leur qualité de rapporteurs.

J'associe à ces remerciements Mr S.L. DELAGE, Ingénieur à Thomson Corbeville qui a accepté de participer au jury en tant qu'examinateur, et pour nous avoir gracieusement fourni des structures épitaxiales fort utiles à nos travaux.

Merci à celui dont les compétences et la modestie n'ont d'égal que sa gentillesse et sa disponibilité, Mr A. MARTY Directeur de Recherche au L.A.A.S.-C.N.R.S. qui a soutenu mes laborieux efforts durant ces trois années de thèse.

Ces quelques mots sont pour remercier Melle J. TASSELLI, Chargée de Recherche au L.A.A.S.-C.N.R.S., qui en plus de m'avoir transmis son savoir des techniques de fabrication en micro-électronique a assuré son rôle de directeur (trice ?) de thèse avec compétences, et en sachant allier l'esprit d'initiative à la fermeté lorsque cela était nécessaire. Bienheureux le doctorant qui me succédera.

Je n'oublie pas Mr J.P. BAILBE, D.R. au L.A.A.S.- C.N.R.S, et responsable de l'équipe T.B.H.. Nos discussions scientifiques ont toujours été fructueuses (pour moi en tout cas). Nos conversations sportives ont su malgré quelques différences d'opinions (Mais oui, un jour l'U.S.A.P. sera champion), rester joyeuses et détendues.

Merci également pour leur aide au duo de la décennie, Mr A.(Johnny) CAZARRE Maître de Conférences à l'U.P.S. et Mr L. ANDRIEUX (Vatanen) nouveau Docteur, qui ont mené leurs travaux parallèlement aux nôtres.

Pour être tout à fait exhaustif je tiens à remercier les autres membres de l'équipe T.B.H. : Mrs T. CAMPS, M.C. à l'U.P.S. pour le foisonnement d'idées qui jaillit de son cerveau, M. FALEH qui venu de sa lointaine Syrie natale prend la relève technologique, et enfin le petit dernier (mais quelqu'un a dit les derniers seront les premiers) P. SOUVERAIN qui va entreprendre sa thèse.

Que les personnes des groupes C.C.M. et C.I.P. du L.A.A.S. qui nous ont assisté lors de différentes mesures soient ici remerciées et notamment J.P. ROUX, J.M. DORKEL, et P. TOUNSI.

Pour suivre que tout le personnel du service T.E.A.M. trouve ici mes sincères remerciements tant pour leur aide en salle blanche que pour les bons rapports que nous avons entretenus :

N. FABRE (the big boss), B. ROUSSET (bonjour !!!!!!!), P. FADEL (goldfinger), F. ROSSEL (l'AsGa ? Ca existe ça ?), M. BENOIT (une mère pour les deux grands enfants du service), V. CONEDERA (qui métallise plus vite que son ombre), M. DILHAN (la p'tite dernière), C. PROST (lisez la doc les gars !!!!!), PHAM HU HIEP (the R.I.E. master), C. SOLANO (I'am a mask-man (air connu)), J. BAUDET (H.P. man).

Un merci tout particulier pour les quatre manquants à l'appel du service, que j'ai côtoyés lors de mes activités sportives :

T. DO CONTO (le Fabien Barthez du laboratoire) aux casquettes multiples : montage, microsoudure le jour, coach, gardien de but et même avant centre (si! si!) la nuit.

G. LACOSTE (Astérix) qui souleve des bâtis complets d'E.J.M. pour être en forme au Rugby. Achète de la magnésie

J.C. MARROT (l'enfant 1, ou encore Mc Fly). La seule personne qui peut le battre à la tchache c'est son père (pièce 47 pour vérifier). Il n'y a que sur un terrain qu'il se tait (et oui le souffle ça se travaille).

P. CAMPESE dit "P.DUBREUIL" (l'enfant 2) : toutes les pages de ce mémoire ne suffiraient pas à retranscrire ses exploits (c'est pour cela qu'on l'aime bien).

Une pensée toute particulière aux joueurs du F.C.L.A.A.S. dont les prouesses resteront à jamais gravées dans le livre d'or du football : D. ANDREU, S. AOUBA, D. ARZELIER, G. BARTHE, O. BERRAIES, E. CAMPO, J.M. CASTEL, E. DEHAN, J.M. DIENOT, H. CAMON, L. GALLON, F. LAMIRAUX, J. MEUNIER, P. MONFRAIX, F. MORANCHO, J. VERDIER, J.P. GOUYON, S. JOURDAN, F. VIADER, J. DAAFOUZ.

Idem pour l'équipe de Rugby dont l'écho des victoires va bientôt franchir les frontières. Je pense plus particulièrement à : P. ANDRE, R. BERRIANE, J.L. DEBRIE, G. GARCIA, A. IBOS, A. HAIT, L. LEGRATIET, F. OLIVIE, P. TEMPLE, J.L. SANCHEZ.

Pour terminer je voudrais remercier toutes celles et tous ceux que j'ai côtoyé lors de ma thèse : les membres du Conseil de Laboratoire, les personnels Chercheurs, Doctorants ou I.T.A. avec qui j'ai eu des discussions instructives et/ou amicales; avec une mention particulière pour E. BEDEL, E. TASSELLI, P. SOURROUIL, G. GALINIER, C. LEMAIRE, C. GANIBAL, C. MARROT, D. et D. DAURAT, R. ZITTEL, P. AUSTIN, J. CAMINADE et A. CASTILLO.

Que tous ceux que j'ai pu oublier ne m'en tiennent pas trop rigueur.

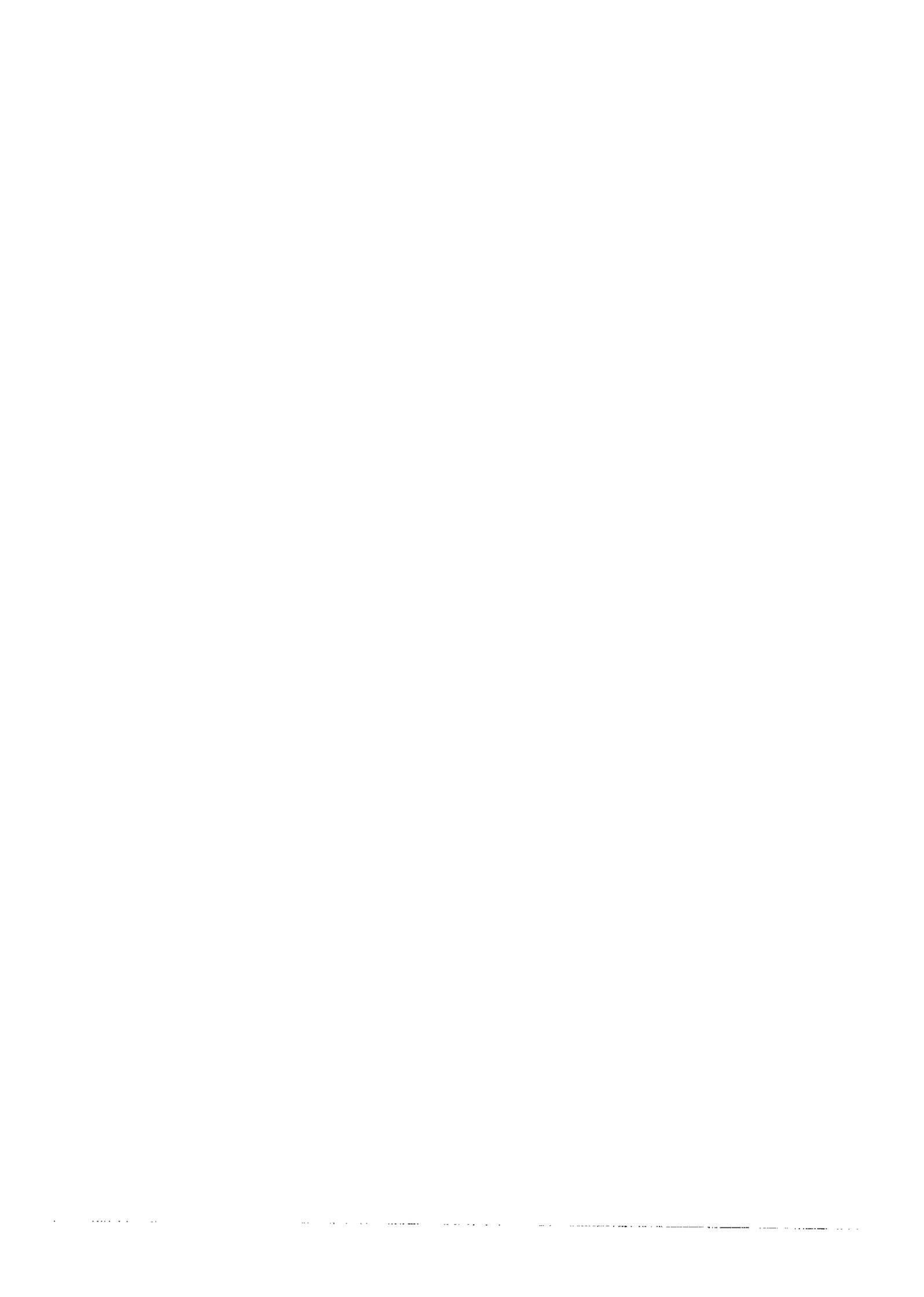


TABLE
DES
MATIERES

INTRODUCTION GENERALE..... 1

**CHAPITRE I : ETUDE THEORIQUE DU TRANSISTOR BIPOLAIRE DE
PUISSANCE A HETEROJONCTION GaAs/GaAlAs**

INTRODUCTION..... 9

**I.1 THEORIE GENERALE DU TRANSISTOR BIPOLAIRE A HETEROJONCTION
GaAs/GaAlAs..... 9**

I.1.1 Hypothèses de base..... 9

I.1.2 Hétérojonction GaAs (P)/ GaAlAs (N)..... 11

 a) Caractéristique courant-tension..... 11

 b) Efficacité d'injection..... 13

I.1.3 Le transistor bipolaire à hétérojonction..... 14

 a) Caractéristiques statiques..... 14

 i) Etude des courants..... 14

 ii) Gain en courant..... 15

 iii) Mécanismes parasites à forts niveaux de courant..... 16

 b) Caractéristiques dynamiques..... 17

 i) Pulsation de transition..... 17

 ii) Gain en puissance et pulsation maximale d'oscillation..... 19

I.2 MODELISATION ELECTRIQUE DU T.B.H..... 21

I.2.1 Elaboration du modèle..... 21

 a) Modèle statique du T.B.H..... 21

 b) Modèle dynamique fort signal..... 23

 c) Modèle dynamique petit signal..... 24

I.2.2 Influence des éléments parasites..... 25

 a) Capacités de montage..... 25

 b) Inductances de montage..... 25

 c) Résistances de contact..... 27

 d) Conclusion..... 27

I.2.3 Evaluation de la résistance en excès d'émetteur..... 27

 a) Description du modèle..... 29

 b) Etude et discussion..... 31

 c) Conclusion..... 33

I.3 LES EFFETS THERMIQUES DANS LES TRANSISTORS BIPOLAIRES HYPERFREQUENCE DE PUISSANCE.....	33
I.3.1 Variation du gain en courant en fonction de la température.....	35
a) Présentation du phénomène	35
b) Influence des paramètres électrothermiques	37
I.3.2 Emballement thermique.....	38
a) Description du phénomène	38
b) Etude du phénomène	38
c) Résistances de ballast	39
I.3.3 Influence des paramètres physiques et géométriques sur le comportement thermique du T.B.H.....	39
a) Influence de la nature du substrat	41
b) Influence de l'épaisseur du substrat	41
c) Géométrie des doigts d'émetteur	41
CONCLUSION.....	43
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	45

CHAPITRE II : LE T.B.H. DE PUISSANCE : ETAT DE L'ART ET AVANT PROJET

INTRODUCTION.....	51
II.1 LES TECHNOLOGIES DE REALISATION DES TRANSISTORS BIPOLAIRES A HETEROJONCTION : ETAT DE L'ART.....	51
II.1.1 La technologie multi-mesa.....	53
II.1.2 Les technologies auto-alignées.....	55
a) La technologie auto-alignée par sous-gravure du mesa d'émetteur	55
b) La technologie auto-alignée avec utilisation d'espaceurs	55
II.1.3 Les autres technologies de réalisation des T.B.H.....	57
II.1.4 Conclusion.....	58
II.2 CONCEPTION D'UN TRANSISTOR BIPOLAIRE HYPERFREQUENCE DE PUISSANCE GaAlAs/GaAs.....	59
II.2.1 Structure générale.....	59

II.2.2 Conception des masques de photo-lithographie.....	63
a) Métallisation d'émetteur	63
b) Gravure de l'émetteur	63
c) Métallisation de la base	65
d) Gravure de la base	65
e) Métallisation du collecteur	65
f) Gravure d'isolation	65
g) Réalisation des ponts à air	67
h) Délimitation des prises de contact	67
II.2.3 Les motifs de test.....	67
a) Mesure des tensions de claquage des jonctions	67
b) Mesure de la résistivité des métaux	69
c) Mesure de la résistivité des couches : motifs T.L.M	69
d) Transistor de test	71
CONCLUSION	71
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	73
CHAPITRE III : REALISATION TECHNOLOGIQUE : MISE EN OEUVRE ET OPTIMISATION	
INTRODUCTION.....	77
III.1 REALISATION DES COUCHES.....	77
III.1.1 Principe général et propriétés de l'E.J.M.....	77
a) Principe général	77
b) Propriétés	78
III.1.2 Réalisation des structures.....	78
a) Préparation du substrat	79
b) Réalisation de la couche de collecteur	79
c) Réalisation de la couche de base	79
d) Réalisation de la couche d'émetteur	80
III.1.3 Présentation et caractérisation des couches épitaxiées.....	81
III.2 REALISATION DES METALLISATION DE PRISE DE CONTACT.....	83
III.2.1 Le contact ohmique.....	83

III.2.2 Les techniques de réalisation.....	85
a) Définition des ouvertures de contact : "lift-off"	85
b) Les techniques de dépôt	86
c) Les techniques de recuit	87
III.2.3 Optimisation des contacts sur les couches de type N.....	87
a) Paramètres technologiques	89
b) Résultats expérimentaux	90
i) Influence de la constitution de l'alliage	91
ii) Influence de l'épaisseur de la couche de contact	93
iii) Uniformité des contacts	94
c) Conclusion	94
III.2.4 Optimisation des contacts sur les couches de type P.....	95
a) La métallisation AuZn/Au	95
b) Résultats expérimentaux	95
c) Prospective	96
III.2.5 Conclusion.....	97
III.3 REALISATION DES MESA.....	97
III.3.1 La gravure ionique réactive : principes de base.....	99
a) Principes théoriques	99
b) Tension d'autopolarisation	99
c) Paramètres physiques	100
d) Chimie de gravure	100
III.3.2 Equipement et cahier des charges.....	101
a) Equipement pour la G.I.R.	101
b) La G.I.R. dans un processus technologique : cahier des charges	103
III.3.3 Etalonnage du bâti plasmalab 80.....	103
a) Détermination de la vitesse de gravure	103
b) Reproductibilité de la vitesse de gravure	107
c) Etat de surface	107
d) Anisotropie de gravure	107
III.3.4 La réflectométrie laser.....	109
a) Principe de base	109
b) Montage expérimental	109
c) Principe du contrôle d'une gravure	111
III.3.5 Optimisation des gravures des mesa pour les T.B.H.....	111
a) Photolithographie des motifs	112
b) Gravure du mesa d'émetteur (GaAs/GaAlAs)	112

c) Gravure des mesa de base et d'isolation	113
d) Uniformité de la gravure	114
III.3.6 Conclusion.....	115
III.4 REALISATION DES PRISES DE CONTACT PAR LA TECHNIQUE DES PONTS A AIR.....	115
III.4.1 Cahier des charges.....	117
III.4.2 Réalisation des ponts à air.....	117
a) Définition du profil de la résine	117
b) Métallisation	121
c) Délimitation des plots de contact	121
III.5 MONTAGE ET SOUDURE.....	123
III.5.1 Découpe des composants.....	123
III.5.2 Montage sur embase.....	123
III.5.3 Microsoudure.....	125
CONCLUSION.....	125
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	127

CHAPITRE IV :CARACTERISATION STATIQUE ET DYNAMIQUE DU T.B.H. , PERFORMANCES
--

INTRODUCTION.....	131
IV.1 CARACTERISATION ELECTRIQUE DU T.B.H. : EXTRACTION DES PARAMETRES DES MODELES STATIQUE ET DYNAMIQUE.....	131
IV.1.1 Caractérisation statique du T.B.H.....	131
a) Caractéristiques statiques courant-tension en fonctionnement direct	131
b) Caractéristiques statiques courant-tension en fonctionnement inversé	133
c) Réseaux de caractéristiques de sortie	135
d) Tension de claquage collecteur-base	137
e) Détermination de la résistance thermique	137
f) Validation du modèle	138

IV.1.2 Caractérisation dynamique du T.B.H.....	139
a) Détermination des éléments intrinsèques	139
b) Détermination des éléments parasites	141
c) Validation du modèle dynamique petit signal	141
IV.2 PERFORMANCES STATIQUES ET DYNAMIQUES DES T.B.H.....	142
IV.2.1 Analyse de l'optimisation des performances.....	142
IV.2.2 Performances statiques.....	145
a) Transistors unidigités	145
b) Structures interdigitées	145
IV.2.3 Performances dynamiques.....	151
a) Transistors unidigités	151
b) Structures interdigitées	155
c) Evolution technologique	157
IV.3 PERFORMANCES EN PUISSANCE.....	159
IV.3.1 Banc de mesures.....	159
IV.3.2 Structures unidigitées.....	159
IV.3.3 Transistors à quatre doigts d'émetteur.....	161
IV.4 PERSPECTIVES.....	161
IV.4.1 Conception de nouveaux dispositifs.....	161
IV.4.2 Technologie autoalignée.....	163
IV.4.3 Lift-off épitaxial.....	163
CONCLUSION.....	165
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	167
CONCLUSION GENERALE.....	169

INTRODUCTION

GENERALE



Les facteurs économiques et technologiques ont fait du Silicium le matériau de base pour les premières réalisations en micro-électronique. Profitant de près de 50 ans d'études et du développement de leurs techniques de fabrication, les composants et circuits à base de Silicium couvrent actuellement la plupart des domaines d'application. Toutefois le marché sans cesse croissant des technologies de communications (téléphonie portable, communications par satellite, ...), et les besoins liés aux activités militaires (radar à balayage) ont conduit à l'émergence de nouvelles filières technologiques.

En effet, les limitations intrinsèques du Silicium rendent difficile l'obtention de performances satisfaisantes dans le domaine des hyperfréquences (fréquence ≥ 1 GHz). Cette difficulté peut être surmontée à l'aide des composants issus de la filière III-V. L'arséniure de Gallium offre, en effet, l'avantage d'un transport électronique très performant (mobilité des électrons 6 fois plus élevée que dans le Silicium) et la possibilité de produire des substrats semi-isolants présentant une résistivité de $10^8 \Omega \cdot \text{cm}$. de par la largeur relativement importante de sa bande interdite. Ceci assure une amélioration des performances électriques et une simplification technologique.

Il a fallu attendre le début des années 70 et l'apparition de techniques d'épitaxies fiables pour voir la réalisation des premiers composants à base de semi-conducteurs III-V présentant des performances satisfaisantes. Depuis on a vu émerger divers composants permettant de couvrir l'ensemble des applications hyperfréquences.

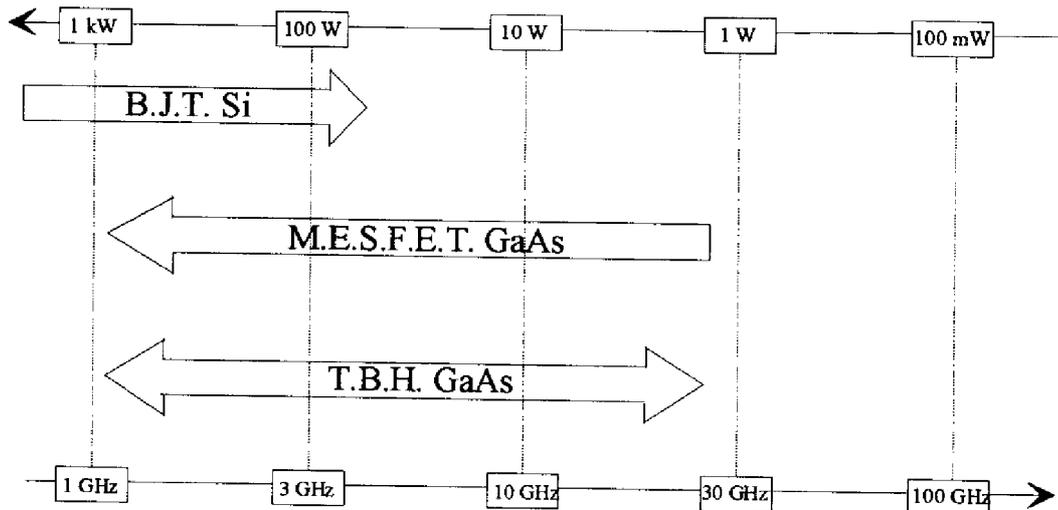
Ainsi les MESFET GaAs (MEtal Semiconductor Field Effect Transistor) peuvent être utilisés jusqu'à 20 GHz dans des circuits tels que les oscillateurs, les mélangeurs, ou les interrupteurs; ils permettent également l'amplification de puissance à faible, moyen ou fort niveau. Pour cette dernière application on regroupe plusieurs MESFET ainsi que des circuits d'adaptation d'impédance à l'aide d'un montage hybride. Les meilleurs résultats obtenus en fonctionnement continu et en classe A font état de puissances maximum de l'ordre de 20 à 30 W pour des fréquences inférieures à 8 GHz; au delà les niveaux de puissance chutent rapidement.

Les HEMT GaAs/GaAlAs (High Electron Mobility Transistor) permettent d'obtenir, grâce à la séparation spatiale des électrons et des centres donneurs, des vitesses électroniques plus fortes que dans les MESFET GaAs. Cette propriété rend les HEMT particulièrement adaptés aux applications à grande fréquence (jusqu'à 40 GHz) et faible bruit (circuits de réception). Toutefois le fait que ces performances soient obtenues pour des niveaux de courant faibles exclut les applications de puissance.

Une troisième famille de dispositifs améliore le compromis entre les performances fréquentielles et l'amplification de puissance, les T.B.H. (Transistor Bipolaire à Hétérojonction). En effet ces composants permettent de couvrir toutes les applications hyperfréquences, à l'exception de l'amplification faible bruit, jusqu'à environ 30 GHz.

Dans cette famille les T.B.H. GaAs/GaAlAs ont fait l'objet de nombreuses études qui ont conduit récemment aux premières réalisations en fonderies commerciales telles que T.R.W. aux U.S.A.

La figure suivante synthétise les différents domaines d'utilisation des technologies de puissance.



Gamme d'application des différentes technologies de puissance [1]

Dans la gamme 2 à 20 GHz la compétition est très forte entre les filières M.E.S.F.E.T. et T.B.H. Néanmoins, du fait de sa relative nouveauté, la technologie T.B.H. possède la marge de progression la plus grande [1]. C'est dans cette optique que se place notre étude : l'optimisation d'une technologie de fabrication de T.B.H. GaAs/GaAlAs pour application à l'amplification de puissance dans la gamme des 2 GHz (téléphonie portable) à 5 GHz (radar à balayage).

Dans le premier chapitre nous présenterons un rappel succinct de la théorie du Transistor Bipolaire à Simple Hétérojonction. Nous définirons les paramètres physiques et technologiques qui influent sur les performances statiques et dynamiques de ce dispositif. Nous proposerons un modèle électrique petit signal permettant la description précise du comportement électrique du transistor. Nous étudierons enfin l'influence des effets thermiques qui constituent la principale limitation des T.B.H. de puissance.

Après avoir donné l'état de l'art des technologies T.B.H. dans le domaine de la puissance, nous définirons, dans le deuxième chapitre, les choix qui ont été les nôtres pour la

conception et la réalisation de T.B.H. de puissance, en tenant compte des considérations théoriques et des moyens technologiques à notre disposition au laboratoire. Nous décrivons de manière détaillée les différents niveaux de masques issus de cette étude.

Dans le troisième chapitre nous décrivons le processus technologique mis en oeuvre pour la fabrication de T.B.H. de puissance. Nous insisterons plus particulièrement sur l'élaboration des couches par Epitaxie par Jets Moléculaires (E.J.M.), l'optimisation des métallisations de contact, la gravure ionique réactive des différents mesa, et enfin la technique de réalisation des ponts à air pour la prise de contact finale.

Enfin la dernière partie traitera de la caractérisation statique et dynamique des transistors. Nous présenterons la méthode d'extraction mise en oeuvre afin de définir les paramètres du modèle électrique. Nous exposerons l'évolution des performances dynamiques liée à l'optimisation du processus de réalisation. Nous illustrerons les potentialités du T.B.H. GaAs/GaAlAs pour l'amplification de puissance. Enfin à partir des performances optimales mesurées, nous déterminerons les principales limitations de nos dispositifs et proposerons les développements envisageables pour notre technologie.

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE

[1] D. PONS

" Composants semiconducteurs hyperfréquences : quelle technologie ?"

Revue technique THOMSON - CSF - Vol 26 - N°2 - Juin 1944 - pp 275-300



CHAPITRE I

ETUDE THEORIQUE DU TRANSISTOR

BIPOLAIRE DE PUISSANCE

A HETEROJONCTION GaAs/GaAlAs



INTRODUCTION

Nous allons aborder dans ce chapitre les différents aspects théoriques à prendre en compte pour la réalisation de Transistors Bipolaires à Hétérojonction (T.B.H.) GaAs/GaAlAs de puissance.

Après un rappel sur la théorie générale, nous étudierons plus précisément les paramètres qui agissent sur les performances en fréquence et en puissance des transistors.

A partir de simulations issues d'un modèle analytique développé au laboratoire, nous montrerons l'influence des prises de contact, et de la focalisation longitudinale du courant le long du doigt d'émetteur sur le comportement électrique.

Enfin, les transistors devant fonctionner à de fortes densités de puissance, nous discuterons des aspects thermiques qui peuvent dégrader les performances potentielles des transistors.

L1 THEORIE GENERALE DU TRANSISTOR BIPOLAIRE A HETEROJONCTION GaAs / GaAlAs

L1.1 Hypothèses de base :

Les rappels théoriques que nous allons présenter reprennent les travaux effectués au L.A.A.S. dans notre équipe [1], afin d'étudier le comportement du Transistor Bipolaire à simple Hétérojonction. Cette étude s'appuie sur les hypothèses et considérations suivantes :

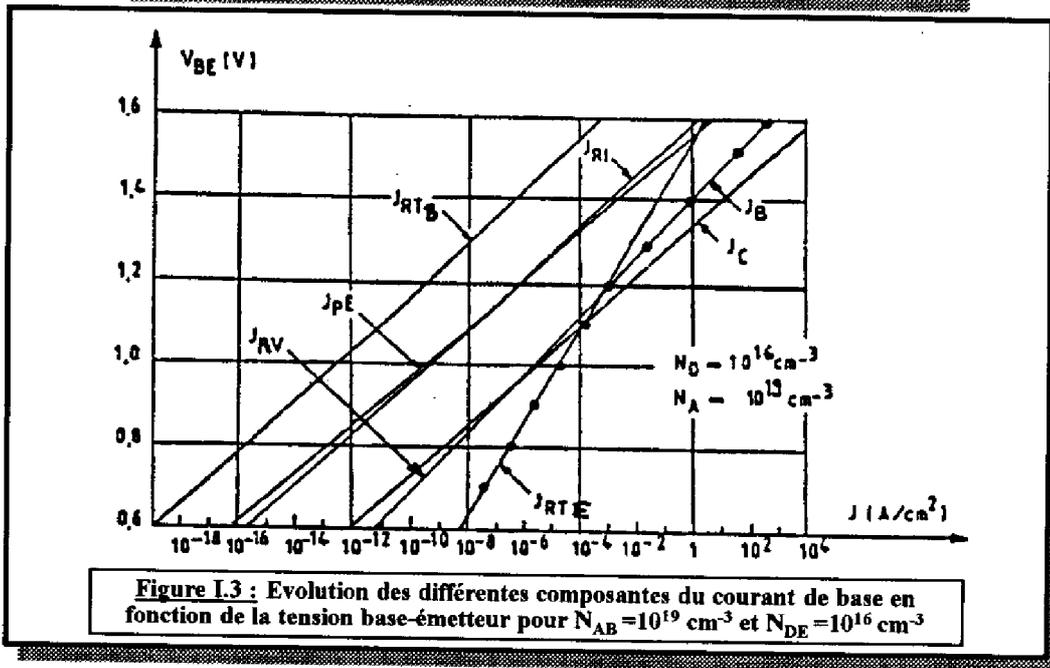
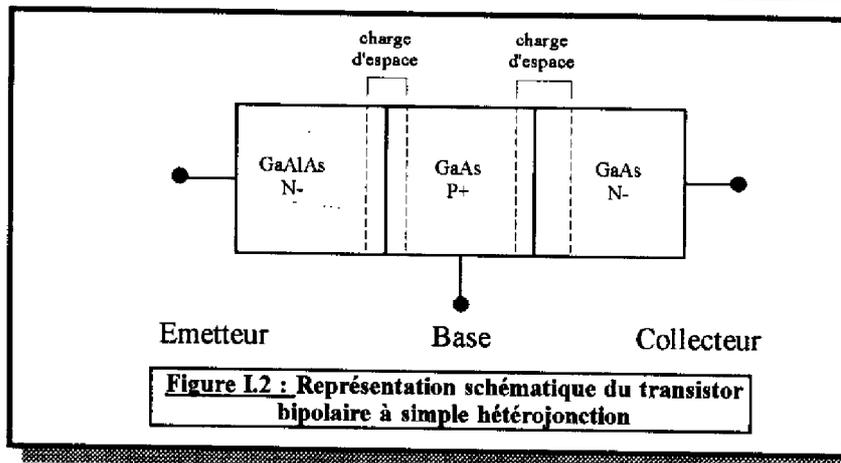
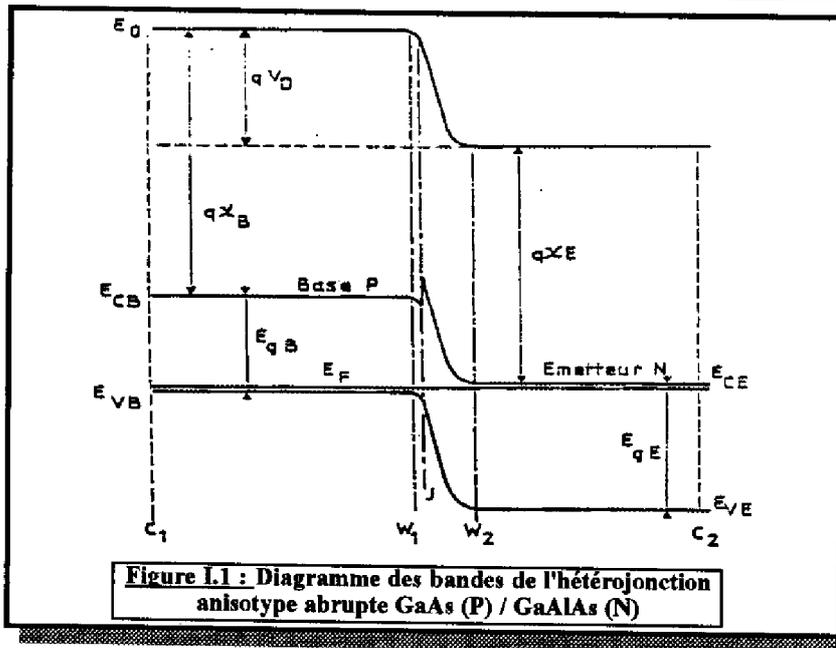
- la théorie macroscopique de la diffusion,
- le diagramme des bandes d'Anderson,
- une analyse unidimensionnelle, selon l'axe perpendiculaire à la jonction,
- l'approximation de Boltzman de la statistique de Fermi-Dirac,
- le régime des faibles perturbations, qui considère les recombinaisons comme négligeables devant le courant principal d'électrons injectés par l'émetteur dans la base.

Les équations générales de transport des charges définissant les densités de courant d'électrons J_n , et de trous J_p , s'écrivent alors :

$$J_n = qD_n n \left[-\frac{1}{U_T} \frac{d(V + \chi)}{dx} + \frac{d}{dx} \left(\ln \frac{n}{N_c} \right) \right] \quad (I.1)$$

et

$$J_p = qD_p p \left[-\frac{1}{U_T} \frac{d(V + \chi)}{dx} - \frac{d}{dx} \left(\ln \frac{p}{N_v} \right) - \frac{1}{qU_T} \frac{dE_g}{dx} \right] \quad (I.2)$$



où n, p sont les concentrations d'électrons et de trous,
 D_n, D_p les constantes de diffusion,
 U_T la tension thermodynamique,
 χ l'affinité électronique,
 E_g la largeur de la bande interdite,
 x l'abscisse de position,
 N_C, N_V les densités effectives d'état dans les bandes de conduction et de valence.

Le comportement électrique de notre structure est entièrement décrit en ajoutant d'une part les équations de continuité :

$$\frac{dn}{dt} = -U + \frac{1}{q} \frac{dJ_n}{dx} \quad (I.3)$$

$$\frac{dp}{dt} = -U - \frac{1}{q} \frac{dJ_p}{dx} \quad (I.4)$$

où U est le taux de recombinaison,

et d'autre part les équations de l'électrostatique :

$$\mathcal{E} = -\frac{dV}{dx} \quad (I.5)$$

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{q}{\epsilon} (p - n + N_D - N_A) - \frac{1}{\epsilon} \frac{dV}{dx} \frac{d\mathcal{E}}{dx} \quad (I.6)$$

avec ϵ la permittivité diélectrique du matériau,
 N_A, N_D les concentrations d'atomes ionisés accepteurs et donneurs.

I.1.2 Hétérojonction GaAs (P) / GaAlAs (N) :

Avant de nous intéresser au T.B.H. sur GaAs nous allons rappeler quelques caractéristiques des hétérojonctions.

a) Caractéristique courant-tension :

Nous considérons une hétérojonction anisotype abrupte GaAs (P) / GaAlAs (N) dont le diagramme des bandes est représenté sur la figure I.1. Par analogie avec le transistor, les zones en GaAlAs (N) et GaAs (P) sont qualifiées respectivement d'émetteur et de base.

En supposant les dopages comme uniformes, la densité de courant d'électrons injectés par l'émetteur dans la base s'exprime [1] par la relation :

$$\frac{1}{J_n} = \frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} + \frac{1}{J_3} \quad (I.7)$$

La densité de courant J_1 est identique à celle qui traverse une homojonction et vérifie :

$$J_1 = \frac{q^2 n_{iB}^2 D_{nB}}{Q_B} \left[\exp \frac{V_{BE}}{U_T} - 1 \right] \quad (I.8)$$

où n_{iB} est la concentration intrinsèque dans la base,
 D_{nB} est la constante de diffusion des électrons dans la base,

$$Q_B = q N_{AB} W_B \quad (I.9)$$

est le nombre de Gummel, avec N_{AB} et W_B respectivement le dopage et l'épaisseur de la base.

La densité de courant J_2 traduit les effets de la haute injection dans la base, et peut être négligée dans les domaines classiques d'utilisation.

$$J_2 = \frac{q^2 n_{iB}^2 D_{nB}}{Q_{SB}} \left[\exp \frac{V_{BE}}{U_T} - 1 \right] \quad (I.10)$$

où Q_{SB} , charge des porteurs minoritaires stockés dans la base, vérifie

$$Q_{SB} = \tau_B J_C \quad (I.11)$$

avec τ_B temps de transit des porteurs dans la base qui s'écrit

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

La densité de courant J_3 traduit l'influence de la barrière de potentiel, ou "spike", de la bande de conduction à la jonction métallurgique. Si le spike est trop important, J_3 devient prépondérant dans la relation (I.7).

$$J_3 = \frac{q^2 n_{iB}^2 D_{nB}}{Q_T} \left[\exp \frac{V_{BE}}{U_T} - 1 \right] \quad (I.13)$$

où

$$Q_T = qN_{AB} \int_{W_2}^{W_1} \frac{D_{nB}}{D_n} \frac{N_{CB}}{N_C} \exp \frac{E_c(x) - E_{cB}}{kT} dx \quad (I.14)$$

avec W_1 et W_2 les extensions de la zone dépeuplée côté base et émetteur,
 E_C le niveau d'énergie du bas de la bande de conduction.

La diminution de l'amplitude du spike est obtenue en réalisant, entre les deux matériaux, une zone où l'on passe graduellement du GaAlAs au GaAs. Cela réduit, voire élimine, l'influence de J_3 .

b) Efficacité d'injection :

L'efficacité d'injection γ de l'hétérojonction Emetteur(N)-Base(P) est définie comme étant le rapport de la densité de courant d'électrons injectés par l'émetteur dans la base sur la densité de courant de trous injectés par la base dans l'émetteur :

$$\gamma = \frac{J_n}{J_p} \quad (I.15)$$

J_n étant connu (I.7) nous allons évaluer J_p . En suivant une démarche analogue à celle qui a permis de déterminer J_n , et en constatant l'absence de spike sur la bande de valence, on peut écrire :

$$J_p = \frac{q^2 n_{iE}^2 D_{pE}}{Q_E + Q_{SE}} \left[\exp \frac{V_{BE}}{U_T} - 1 \right] \quad (I.16)$$

où n_{iE} est la concentration intrinsèque dans l'émetteur,
 D_{pE} la constante de diffusion de trous dans l'émetteur.

$$Q_E = qN_{DE}W_E \quad (I.17)$$

avec N_{DE} et W_E dopage et épaisseur d'émetteur respectivement.
 Q_{SE} charge des porteurs minoritaires stockés dans l'émetteur, vérifie

$$Q_{SE} = \tau_E J_p \quad (I.18)$$

avec τ_E temps de transit des porteurs dans l'émetteur qui s'écrit :

$$\tau_E = \frac{W_E^2}{2D_{pE}} \quad (I.19)$$

L'excès de porteurs minoritaires dans l'émetteur étant très faible, Q_{SE} est négligeable l'expression de l'efficacité d'injection se réduit alors à :

$$\gamma = \frac{n_{iB}^2 \mu_{nB} N_{DE} W_E}{n_{iE}^2 \mu_{pE} N_{AB} W_B} \quad (I.20).$$

Le rapport des carrés des concentrations intrinsèques étant très élevé, de l'ordre de 10^8 , cela donne une grande latitude de choix pour les paramètres technologiques que sont les épaisseurs et niveaux de dopages d'émetteur et de base.

I.1.3 Le transistor bipolaire à hétérojonction :

Nous nous intéressons à un T.B.H. comportant un émetteur en GaAlAs dopé N, une base en GaAs dopée P, et un collecteur en GaAs dopé N. La jonction émetteur-base est identique à celle présentée au paragraphe précédent.

Pour simplifier l'étude des courants dans la structure, nous supposons que chaque région se décompose en une zone quasi-neutre, et une zone de charge d'espace (figure I.2).

a) Caractéristiques statiques :

i) Etude des courants :

L'hypothèse du régime des faibles perturbations liées aux recombinaisons nous autorise à affirmer que pour la structure étudiée, le courant de collecteur I_C se confond avec le courant d'électrons injectés par l'émetteur dans la base. La relation (I.8) et la présence d'une gradualité gommant le spike nous permettent d'écrire:

$$I_c = I_n = A_E \frac{q^2 n_{iB}^2 D_{nB}}{Q_B} \left[\exp \frac{V_{BE}}{U_T} - 1 \right] \quad (I.21)$$

où A_E est la surface d'émetteur.

Le courant de base I_B , quant à lui, ne peut être réduit à la seule composante I_{pE} déjà établie en (I.16). Il convient de prendre en compte les mécanismes de recombinaisons en volume dans les différentes régions du dispositif. Ainsi le courant total de base s'écrit :

$$I_B = I_{PE} + I_{RV} + I_{RTB} + I_{RI} + I_{RTE} \quad (I.22)$$

I_{PE} est le courant de trous injectés par la base dans l'émetteur.

I_{RV} , I_{RTB} , I_{RI} et I_{RTE} sont les courants de recombinaisons respectivement, en volume dans la zone quasi-neutre de base, dans la zone dépeuplée côté base, à l'interface émetteur-base, dans la zone dépeuplée côté émetteur.

L'expression de ces différents courants est exprimée par ailleurs [1]. Il convient toutefois, pour la suite de notre investigation, d'exprimer I_{RV} .

$$I_{RV} = \frac{\tau_B}{\tau_n} I_c \quad (I.23)$$

où τ_n est la durée de vie des électrons dans la base et vérifie

$$\tau_n = \frac{1}{CN_T} \quad (I.24)$$

avec C le coefficient de capture des pièges dont la concentration est N_T , τ_B temps de transit dans la base, relation (I.12).

La figure I.3 permet de juger l'importance relative de chacune des composantes de I_B . Deux régimes de fonctionnement se dégagent clairement :

- à faible niveau de courant, I_B se confond avec I_{RTE} ,
- à des niveaux plus élevés, correspondant au domaine normal d'utilisation, I_B tend asymptotiquement vers I_{RV} .

ii) Gain en courant :

Le gain en courant h_{fe} d'un transistor bipolaire dans le montage émetteur commun est défini par le rapport du courant de collecteur sur le courant de base.

$$h_{fe} = \frac{I_c}{I_B} \quad (I.25)$$

Compte tenu de (I.21) et de (I.22) on peut écrire

$$\frac{1}{h_{fe}} = \frac{I_{PE}}{I_n} + \frac{I_{RV}}{I_n} + \frac{I_{RTB}}{I_n} + \frac{I_{RI}}{I_n} + \frac{I_{RTE}}{I_n} \quad (I.26)$$

Nous reconnaissons $\frac{I_{PE}}{I_n} = \frac{1}{\gamma}$.

Le rapport $\frac{I_n}{I_{RV}}$ est défini comme le facteur de transport δ dans la base

$$\frac{I_n}{I_{RV}} = \delta \quad (I.27)$$

et s'écrit encore,

$$\delta = \frac{\tau_n}{\tau_B} = 2 \frac{L_{nB}^2}{W_B^2} \quad (I.28)$$

par l'entremise de la relation (I.23).

La longueur de diffusion des porteurs minoritaires L_{nB} vérifie

$$L_{nB} = \sqrt{D_{nB} \tau_{nB}} \quad (I.29)$$

Dans les conditions de polarisation pour lesquelles les recombinaisons n'interviennent que dans la composante de courant de base I_B , la relation (I.26) se réduit donc à :

$$\frac{1}{h_{fe}} = \frac{1}{\gamma} + \frac{1}{\delta} \quad (I.30)$$

Lorsque γ est très grand (cas de l'hétérojonction graduelle notamment), la valeur maximale du gain en courant correspond au facteur de transport :

$$h_{femax} = \delta \quad (I.31)$$

Notons que toute augmentation du dopage ou de l'épaisseur de base se traduit par une diminution du facteur de transport, et par là même du gain global en courant.

iii) Mécanismes parasites à forts niveaux de courant :

Ces phénomènes ayant été l'objet d'études préalables approfondies [1], nous ne présenterons que les résultats concernant les trois principaux mécanismes.

Haute injection dans la base :

La haute injection est atteinte lorsque l'excès de porteurs minoritaires injectés dans la zone active de base est comparable au nombre d'atomes dopants N_{AB} . Alors $J_1=J_2$ et J_{HIB} densité de courant critique de collecteur vérifie :

$$J_c = J_{HIB} = \frac{Q_B}{\tau_B} \quad (I.32)$$

Ce phénomène est rejeté hors du domaine normal de fonctionnement pour un fort dopage de base et peut être négligé.

Défocalisation :

La résistance transversale du matériau de base crée une conduction privilégiée à la périphérie de la zone active d'émetteur. La défocalisation se produit lorsque est atteinte la densité de courant critique J_{ECC} :

$$J_{ECC} = \frac{8qD_{pB}h_{fe}N_{AB}W_B}{l_e^2} \quad (I.33)$$

Afin d'amoindrir ce phénomène il convient donc d'augmenter le dopage de base. La réduction de la largeur des doigts d'émetteur l_e va aussi dans le sens souhaité, et on voit là l'intérêt de réaliser des structures interdigitées.

Elargissement de la base dans le collecteur :

Lorsque la tension base-collecteur appliquée chute entièrement dans la zone de collecteur, la barrière de potentiel à la jonction se trouve effacée. Cela se traduit par un étalement de la région quasi-neutre de base côté collecteur. Tout se passe alors comme s'il y avait création d'une base induite. On montre [1] que ce phénomène dépend des propriétés intrinsèques du matériau par le biais de la mobilité des porteurs, de leur vitesse limite, et du dopage de collecteur. En pratique ce phénomène est repoussé hors du domaine normal de fonctionnement.

b) Caractéristiques dynamiques :

i) Pulsation de transition :

La pulsation de transition ω_T est un paramètre permettant d'évaluer les performances hyperfréquences d'un T.B.H.. Elle est définie comme étant la pulsation pour laquelle, en montage émetteur commun, le module du gain dynamique en courant H_{21} est égal à l'unité. Elle vérifie [2] :

$$\frac{1}{\omega_T} = \frac{U_T}{I_c} (C_{TE} + C_{TC}) + \frac{\tau_E}{\gamma} + \tau_B + \tau_c + \tau_M + \tau'_c \quad (I.34)$$

où τ_E est le temps de transit des porteurs dans la région quasi-neutre d'émetteur; dans le cas d'une structure à hétérojonction il peut être négligé puisque sa contribution est divisée par γ
 τ_B temps de transit dans la base est donné par la relation (I.12).
 τ_C est le temps de transit des porteurs dans la zone de charge d'espace côté collecteur. On peut considérer que les électrons se déplacent à leur vitesse limite v_l , en raison des fortes valeurs du champ électrique dans cette zone, alors :

$$\tau_c = \frac{W_{TC}}{2v_l} \quad (I.35)$$

W_{TC} est l'extension de la charge d'espace côté collecteur et vérifie :

$$W_{TC} = \frac{\epsilon_c A_c}{C_{TC}} \quad (I.36)$$

avec ϵ_c permittivité diélectrique du GaAs de collecteur, A_c et C_{TC} surface et capacité de transition de la jonction base-collecteur.

La constante de temps τ_M liée à l'effet Miller prend la forme

$$\tau_M = FR_{cc'} C_{TC} \quad (I.37)$$

avec $R_{cc'}$ résistance de la zone active de collecteur :

$$R_{cc'} = \frac{W_c - W_{TC}}{A_{EQ} \mu_n N_{DC}} \quad (I.38)$$

et F le facteur de forme qui traduit l'étalement des lignes de courant.

La constante de temps τ'_c qui traduit les effets des résistances parasites d'accès aux zones intrinsèques, d'émetteur pour R_E , et de collecteur pour R_C s'exprime par :

$$\tau'_c = (R_E + R_C) C_{TC} \quad (I.39)$$

Enfin C_{TE} et C_{TC} sont les capacités de transition émetteur-base et base-collecteur données par les relations :

$$C_{TE} = A_E \sqrt{\frac{q \epsilon_E N_{DE}}{2(V_{DBE} - V_{BE})}} \quad (I.40)$$

$$C_{TC} = A_C \sqrt{\frac{q \epsilon_C N_{DC}}{2(V_{DBC} - V_{BC})}} \quad (I.41)$$

dans lesquelles V_{DBE} et V_{DBC} représentent les tensions de diffusion des jonctions émetteur-base et base-collecteur.

La relation (I.39) nous montre clairement le soin à apporter, lors de la fabrication des composants, à la réalisation des prises de contact sur les zones actives. τ'_C étant directement proportionnelle à R_E et R_C il convient, en effet, de minimiser la valeur de ces deux résistances d'accès pour améliorer les performances fréquentielles des composants. Les différents aspects technologiques permettant l'obtention de résistances de contact de faible valeur font l'objet d'une étude qui sera présentée ultérieurement (chapitre III).

ii) Gain en puissance et pulsation maximale d'oscillation :

Pour un transistor qui n'est pas affecté par le mécanisme de défocalisation ($J_C \ll J_{ECC}$, voir la relation I.33), le gain en puissance calculé dans les conditions d'adaptation en entrée et sortie et en négligeant la réaction interne est défini par la relation :

$$G_p = \frac{\omega r}{4 R_{bb'} C_{TC} \omega^2} \quad (I.42)$$

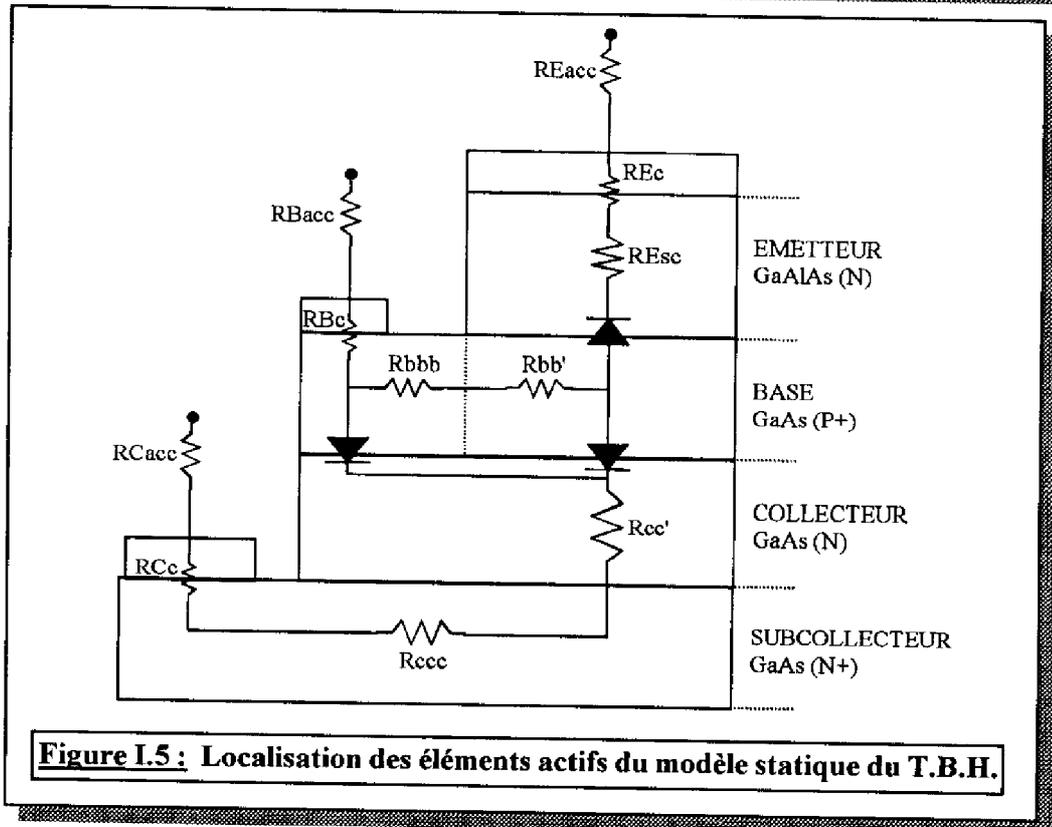
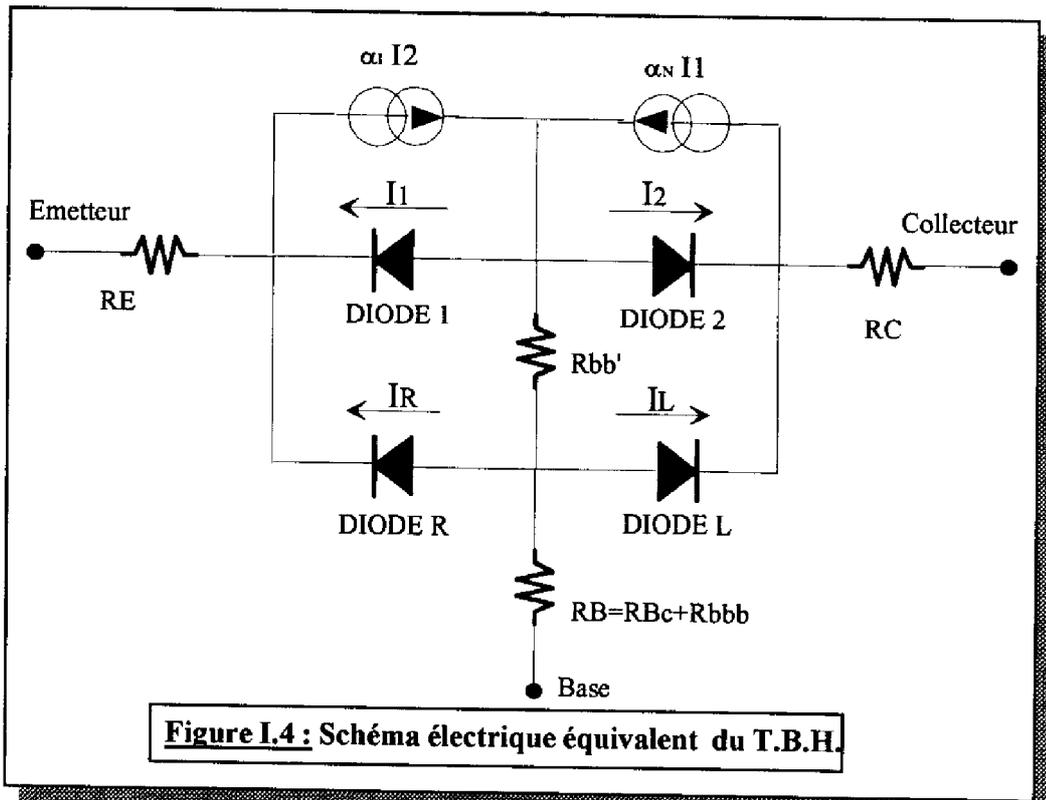
dans laquelle $R_{bb'}$ représente la résistance de la zone active de base, dans le cas d'une structure interdigitée présentant n_E doigts d'émetteur de longueur L_E et de largeur l_E . La résistance $R_{bb'}$ est donnée par :

$$R_{bb'} = \frac{1}{16q \mu_{FB} N_{AB}} \frac{l_E}{n_E L_E W_B} \quad (I.43)$$

On note là encore l'intérêt de structures interdigitées pour l'obtention d'un fort gain en puissance. En effet un nombre élevé de doigts d'émetteur permet, comme l'indique la présence de n_E au dénominateur de (I.43), de réduire $R_{bb'}$. La topologie des doigts a elle aussi son importance. Plus le rapport de la largeur des doigts d'émetteur sur leur longueur sera faible (doigts longs et étroits), meilleure sera la valeur de $R_{bb'}$.

La pulsation maximale d'oscillation définie pour le gain en puissance égal à l'unité, se déduit directement de (I.42) :

$$\omega_{max} = \sqrt{\frac{\omega r}{4 R_{bb'} C_{TC}}} \quad (I.44)$$



I.2 MODELISATION ELECTRIQUE DU T.B.H.

L'ensemble des rappels précédents permet de définir les paramètres qui conditionnent les performances statiques et dynamiques des transistors, et d'établir des critères d'optimisation dans l'optique d'une montée en puissance et en fréquence. Ces critères visent plus particulièrement à la réduction des effets thermiques liés aux fortes puissances dissipées et à la diminution des capacités de jonction et/ou des éléments parasites. Afin de décrire de façon précise le comportement du composant dans les régimes de fonctionnement envisagés, il est nécessaire d'élaborer un modèle électrique du T.B.H. [3]. Nous pouvons ainsi évaluer l'importance des phénomènes dits parasites qui agissent sur le comportement électrique du dispositif, et en tenir compte lors de la conception.

I.2.1 Elaboration du modèle :

Dans la perspective de réaliser des transistors bipolaires à hétérojonction hyperfréquence de puissance, un avant-projet de structure avait été établi par T. Camps [4], servant de base à une première analyse de l'influence des paramètres technologiques, géométriques et électriques sur le fonctionnement de ces dispositifs.

A l'issue de ces travaux, il a été envisagé la conception d'une nouvelle structure, compatible avec les moyens technologiques disponibles, et qui se caractérise par :

- une technologie triple mesa,
- une prise de contact collecteur face avant avec épitaxie des couches sur semi-isolant,
- une aire de doigt d'émetteur de $10 \times 200 \mu\text{m}^2$, soit des dimensions réduites de moitié.

Nous avons donc entrepris la modélisation électrique de ce nouveau dispositif.

a) Modèle statique du T.B.H. :

Le modèle du T.B.H. que nous présentons est donc un modèle physique paramétré par les caractérisations technologiques des dispositifs (structure des matériaux et géométrie). Il est traduit par le schéma électrique de la figure I.4 qui est capable de rendre compte des comportements en régimes normal et saturé :

- caractéristiques de transfert direct $I_C(V_{BE})$ et inverse $I_E(V_{BC})$ à partir des sources de courant I_1 , $\alpha_N I_1$, I_2 et $\alpha_I I_2$. α_N et α_I représentent respectivement les gains intrinsèques en courant en régime direct et inverse,

- mécanismes de recombinaisons dans la zone de transition émetteur-base à travers la diode D_R avec

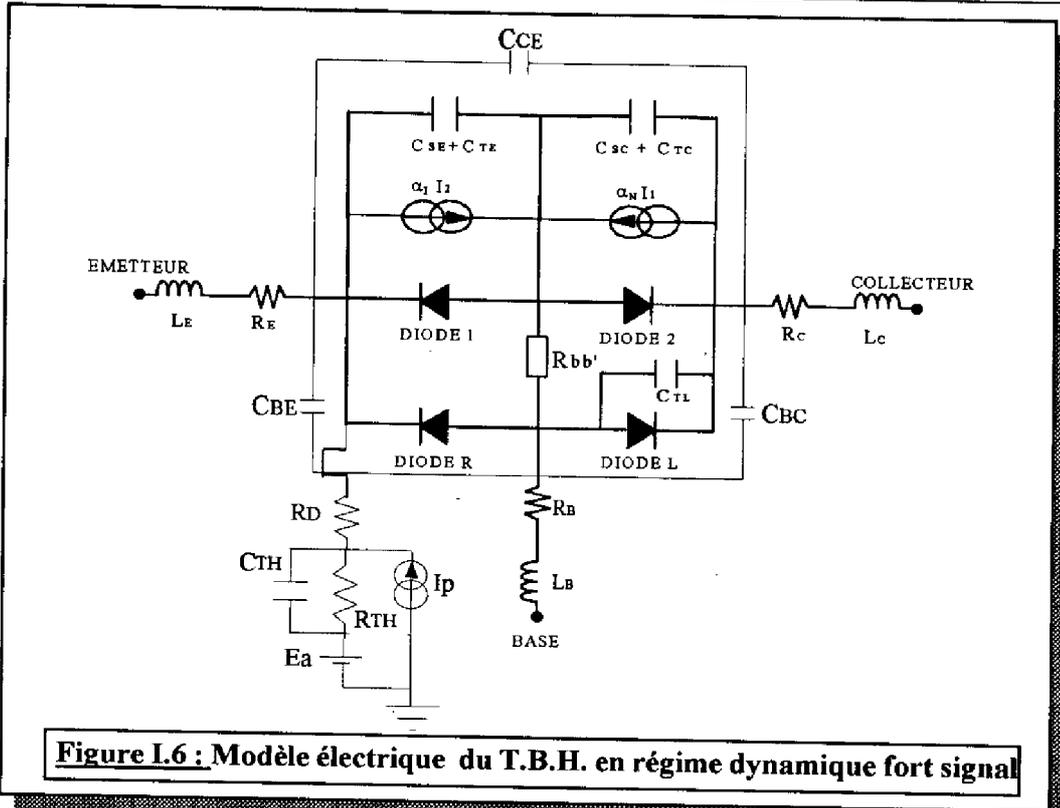


Figure I.6 : Modèle électrique du T.B.H. en régime dynamique fort signal

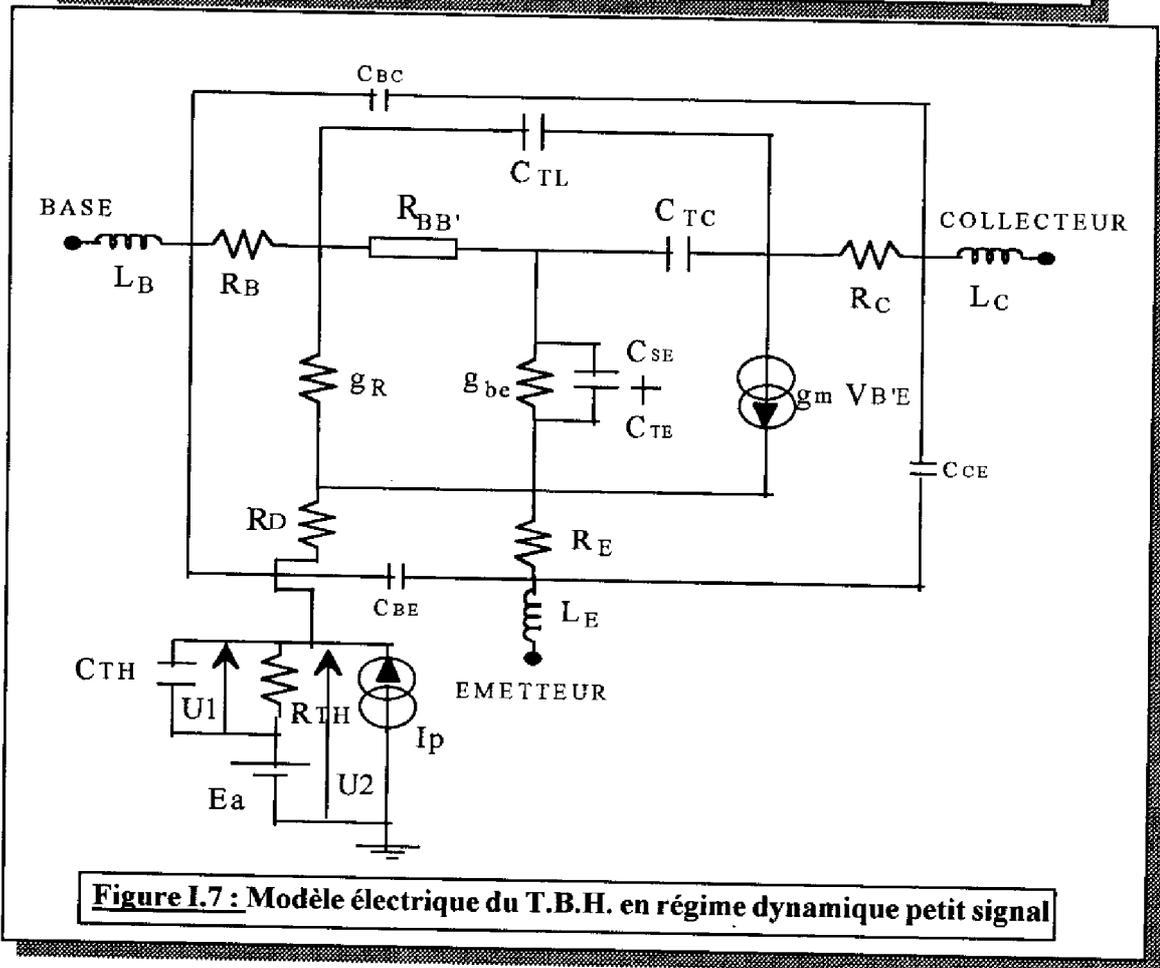


Figure I.7 : Modèle électrique du T.B.H. en régime dynamique petit signal

$$I_R = I_{SR} \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{n_R U_T}\right) - 1 \right] \quad (I.45)$$

qui englobe les courants I_{RTB} et I_{RTE} (cf relation I.22),

- influence des zones résistives d'émetteur, de base et de collecteur (R_E , R_B et R_C). R_E est la somme des résistances du contact métal-semiconducteur R_{EC} et du semi-conducteur d'émetteur R_{ESC} , R_B représente la somme de la résistance de contact métal-semiconducteur R_{BC} et de la résistance de la zone latérale de base R_{bbb} , R_C est la somme de la résistance de contact métal semiconducteur R_{CC} et de la résistance de la zone active de collecteur (constituée de $R_{CC'}$ pour le GaAs N^- et de R_{CCC} pour le GaAs N^+). Enfin $R_{bb'}$ traduit la résistance de la zone active de base et tient compte de la défocalisation (cf relation I.43).

- courant induit dans la zone latérale du dispositif à travers la diode D_L dans les régimes de fonctionnement inverse et saturé, avec

$$I_L = I_{SL} \left[\exp\left(\frac{V_{BC}}{n_L U_T}\right) - 1 \right] \quad (I.46)$$

La localisation des différents éléments intervenant dans le modèle statique est reportée sur la figure I.5 dans le cas d'un T.B.H. sur semi-isolant avec contact de collecteur en surface.

b) Modèle dynamique fort signal :

En régime dynamique, on superpose aux grandeurs de polarisation continue, des signaux d'excitation rapidement variables. Le modèle fort signal du T.B.H. permet de déterminer le fonctionnement du dispositif quel que soit le niveau H.F.

Au modèle précédent il convient d'ajouter bien évidemment, en premier lieu les éléments capacitifs intrinsèques au composant. Il s'agit d'une part des capacités de transition des jonctions émetteur-base et collecteur-base, C_{TE} et C_{TC} (relations I.40 et I.41), et d'autre part de C_{SE} capacité de stockage des porteurs minoritaires en excès dans les régions quasi-neutres d'émetteur et de base ou bien en transit dans la zone de charge d'espace de collecteur. On a

$$C_{SE} = \left(\frac{\tau_E}{\gamma} + \tau_B + \tau_C \right) \frac{I_C}{U_T} \quad (I.47)$$

C_{TL} est la capacité de transition de la zone latérale de la jonction base-collecteur telle que

$$C_{TL} = \frac{(A_C - A_E)}{A_E} C_{TC} \quad (I.48)$$

Pour prendre en compte les mécanismes thermiques nous ajoutons une cellule électrique capable de prédire la température du composant (supposé isotherme) en accord avec la puissance dissipée P_{DC} [5,6].

Cette cellule consiste en un générateur de courant I_p ayant la dimension d'une puissance ($I_p \Leftrightarrow V_{CE} \cdot I_C$) débitant dans la résistance thermique R_{TH} du composant. Ainsi la tension U_1 aux bornes de R_{TH} représente l'élévation de température du transistor ΔT par rapport à la température ambiante, elle-même traduite, par analogie électrique-thermique, par le générateur de tension E_a :

$$U_1 = R_{TH} \cdot I_p = R_{TH} \cdot V_{CE} \cdot I_C \quad (I.49)$$

La température de jonction T_j du composant est alors représentée par la tension U_2 aux bornes de R_{TH} et de E_a soit :

$$U_2 = R_{TH} \cdot I_p + E_a \quad (I.50)$$

La capacité C_{TH} , en parallèle sur R_{TH} reflète l'inertie thermique du composant en régime dynamique. L'isolation électrique entre la cellule électrothermique et le modèle électrique est obtenue par la résistance R_D de très forte valeur (10 M Ω).

La température T_j est alors portée dans les équations analytiques décrivant le modèle au travers des paramètres physiques fondamentaux dépendant de la température que sont : la tension thermodynamique U_T , la largeur de bande interdite E_g de la région de base, la mobilité des électrons dans la base μ_{nB} et la concentration intrinsèque dans la base n_{iB} [6].

Il faut enfin tenir compte des éléments parasites extérieurs au composant, qui sont :

- L_E , L_B et L_C les inductances dûes aux fils de connexion,
- C_{BE} , C_{CE} et C_{BC} les capacités traduisant les effets dûs au boîtier dans lequel est monté le transistor.

Le schéma électrique complet fort signal est reporté sur la figure I.6. La présence de nombreuses non linéarités dans ce modèle ainsi que la description de manière implicite des effets du couplage électro-thermique exigent bien évidemment, pour l'évaluation du régime fort signal, la mise en oeuvre de logiciels de simulation de circuits.

c) Modèle dynamique petit signal :

Pour la caractérisation d'une technologie, les premiers critères de qualité sont donnés par la fréquence de transition f_T et la fréquence maximale d'oscillation f_{max} , dont le calcul est déduit du modèle dynamique petit signal.

En se plaçant en régime "petit signal" et pour un point de polarisation donné, le modèle précédent peut être linéarisé, et devient en fonctionnement normal celui de la figure I.7. La diode D_1 est remplacée par la conductance de la jonction base-émetteur $g_{b'e}$, la diode D_R par la conductance du courant de surface g_R et le générateur de courant $\alpha_N I_1$ par le générateur $g_m V_{b'e}$, avec g_m transconductance du transistor intrinsèque.

A partir de ce modèle, un calcul analytique exact permet d'évaluer les performances potentielles du T.B.H. à l'aide des expressions des impédances d'entrée et de sortie, des gains en courant H_{21} et en puissance MSG/MAG (Maximum Stable Gain / Maximum Available Gain).

I.2.2 Influence des éléments parasites :

Afin d'évaluer le poids des phénomènes dits parasites sur les performances dynamiques du transistor, nous avons effectué une étude de sensibilité de la variation des gains en courant et en puissance aux éléments parasites tels que les capacités de boîtier, les fils de connexion ou les résistances d'accès.

Les caractéristiques géométriques et technologiques du transistor (dimensions, couches épitaxiées, ...) introduites dans le modèle sont présentées dans les chapitres II et III. L'étude concerne un transistor à 1 doigt d'émetteur.

a) Capacités de montage :

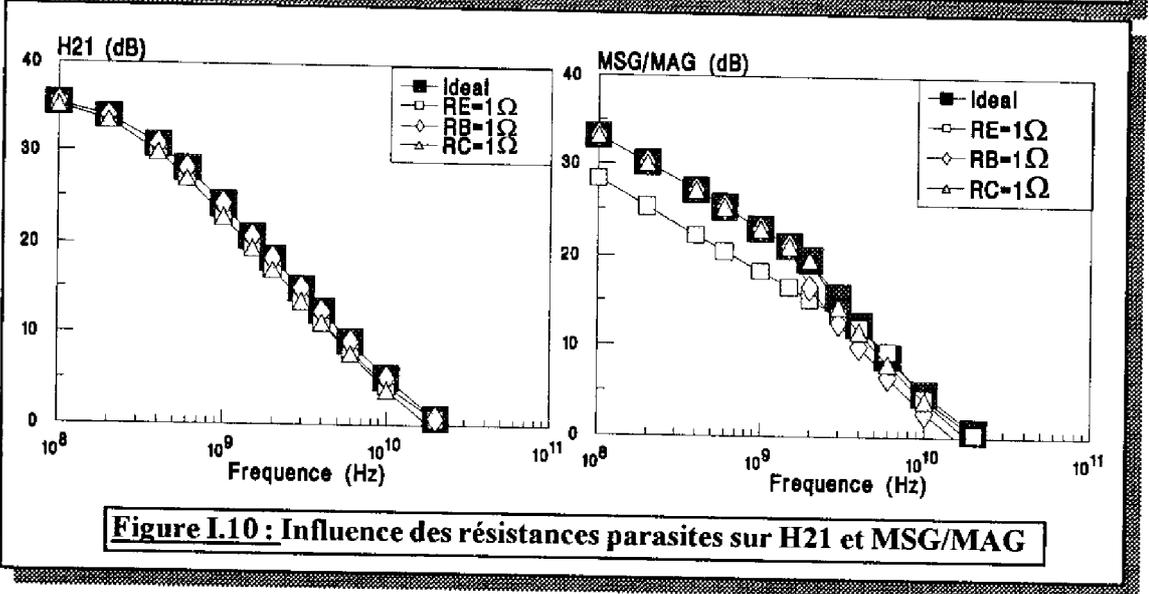
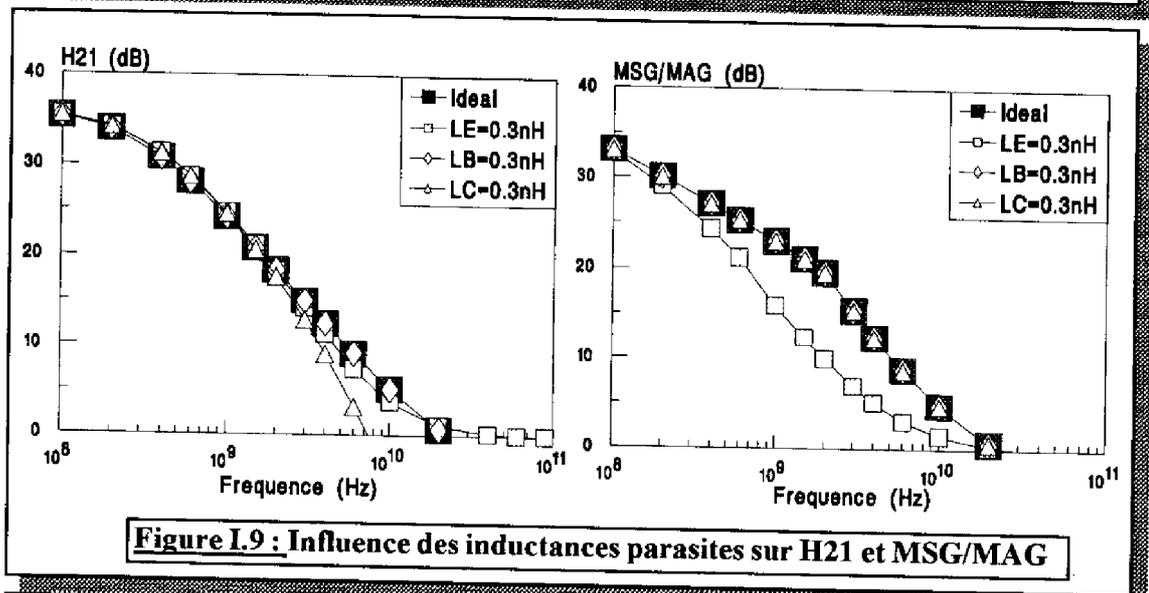
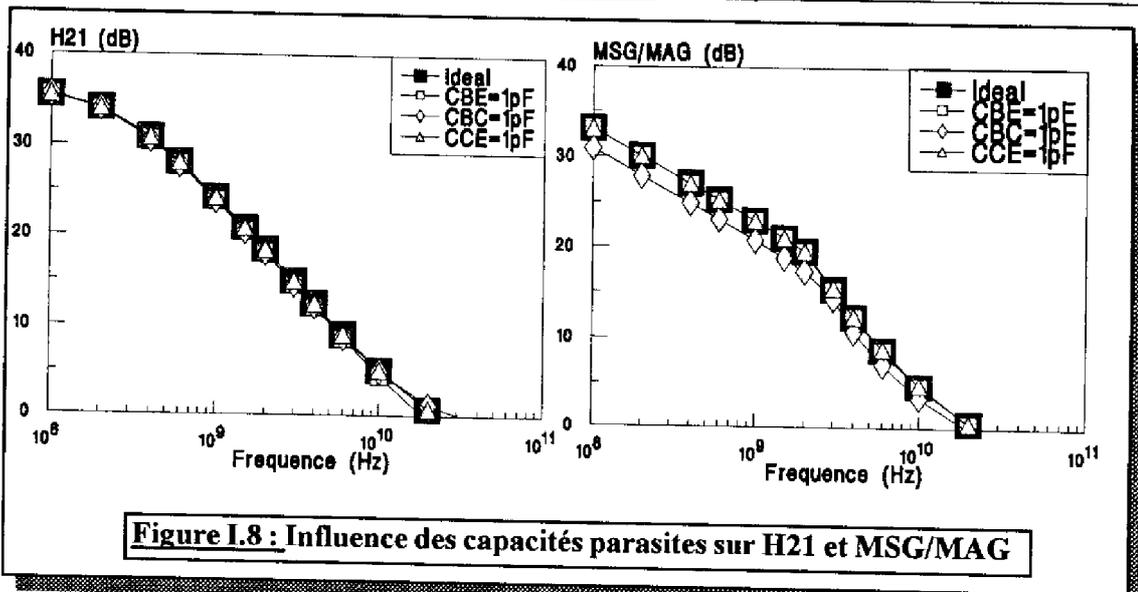
Chacune des capacités parasites inter-électrodes C_{BE} , C_{BC} et C_{CE} prend à tour de rôle une valeur de 1pF.

Les résultats des simulations concernant l'évolution des gains en courant et en puissance en fonction de la fréquence sont reportés sur la figure I.8, et comparés au cas du transistor intrinsèque pour lequel tous les éléments parasites sont pris égaux à zéro.

Ces capacités ne jouent qu'un rôle négligeable dans la limitation du gain dynamique en courant H_{21} . Par contre il est à noter la limitation du gain en puissance par la capacité C_{BC} dont l'influence s'ajoute à celle de la capacité C_{TC} dans l'équation (I.42).

b) Inductances de montage :

Les fils de connexion entre le boîtier et le dispositif sont les principales inductances parasites à prendre en compte. Chacune des inductances est fixée, à tour de rôle, à 0.3 nH, valeur typique liée à la soudure d'un fil de prise de contact. La figure I.9 montre par comparaison au cas idéal, que l'inductance L_E est à l'origine d'une réduction importante du



gain en puissance. Les inductances de base et collecteur L_B et L_C n'ont quant à elles que peu ou pas d'influence sur le comportement dynamique du T.B.H. Il faudra donc, lors du montage des composants, veiller à minimiser l'influence de l'inductance d'émetteur : longueur de fil minimale, choix de la section et du matériau du fil.

c) Résistances de contact :

Les résistances des zones semiconductrices étant fixées par les paramètres technologiques et géométriques, nous avons évalué l'influence des résistances R_E , R_B , et R_C par modification des valeurs des résistances spécifiques de contact dans le modèle. Nous avons donc fixé chacune de ces résistances respectivement à 1Ω . Les résultats de simulation sont portés sur la figure I.10 et sont comparés au cas idéal où les résistances de contact sont négligées.

Les résistances R_E et R_C minimisent le gain dynamique en courant H_{21} puisqu'elles déterminent la constante de temps τ_C (relation (I.39)), terme intervenant directement dans l'expression de la pulsation de transition (relation I.34).

Nous pouvons constater l'influence prépondérante de R_E sur le gain en puissance MSG pour les basses fréquences, ce qui ne peut être mis en évidence analytiquement en raison de la complexité des relations donnant MSG. La résistance de contact base R_B affecte peu le gain en puissance car sa contribution est moindre comparée à celle de la résistance intrinsèque $R_{bb'}$ (relation (I.42)).

d) Conclusion :

Cette étude de sensibilité montre l'importance à accorder à la réalisation des prises de contact sur les zones actives du composant. Afin d'obtenir les performances optimales nous devons minimiser les résistivités de contact, et apporter un soin tout particulier aux étapes de montage et de microsoudure. En raison des éléments parasites qu'il apporte le choix du boîtier est lui aussi primordial [7].

I.2.3 Evaluation de la résistance en excès d'émetteur :

L'étude effectuée sur les transistors de la précédente technologie a permis de mettre en évidence un phénomène particulier. En effet, malgré l'obtention de résistances spécifiques de contact de faible valeur (de l'ordre de $10^{-7} \Omega.cm^2$), la résistance d'émetteur, dite "apparente", mesurée restait élevée (quelques ohms). Il avait été observé, de plus, lors de tests électriques sous pointes une répartition non uniforme du courant d'émetteur le long du doigt d'émetteur.

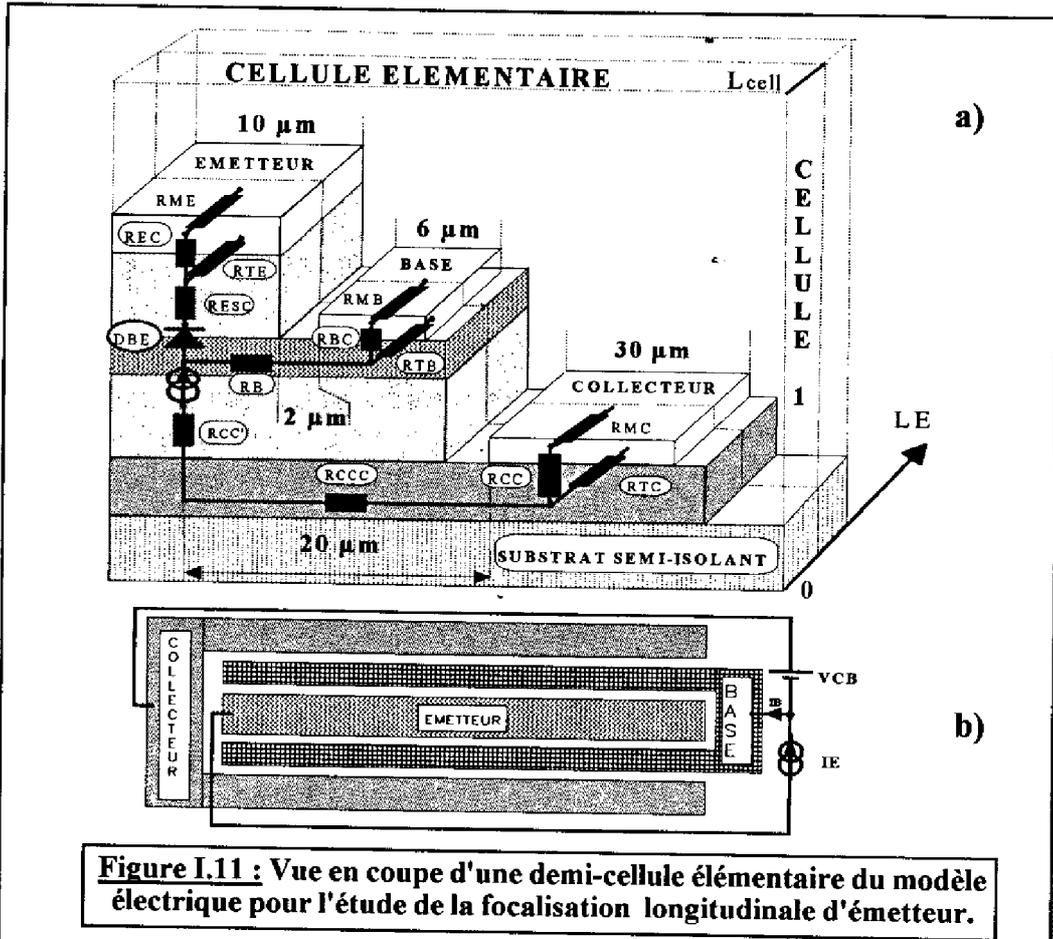


Figure I.11 : Vue en coupe d'une demi-cellule élémentaire du modèle électrique pour l'étude de la focalisation longitudinale d'émetteur.

<ul style="list-style-type: none"> • R_M Résistance de la couche métallique $R_{MD} \cdot \frac{L_{cell}}{1}$ • R_T Résistance transversale sous le contact $R_{SK} \cdot \frac{L_{cell}}{1}$ • R_{EC} Résistance de contact d'émetteur $\frac{\rho_{CE}}{L_{cell} \cdot I_E}$ • R_{BC} Résistance de contact de base $0,5 \cdot \frac{R_{SKB} \cdot L_{TB}}{L_{cell} \cdot th\left(\frac{l_B}{L_{TB}}\right)}$ • R_{CC} Résistance de contact de collecteur $0,5 \cdot \frac{R_{SKC} \cdot L_{TC}}{L_{cell} \cdot th\left(\frac{l_C}{L_{TC}}\right)}$ 	<ul style="list-style-type: none"> • R_{ESC} Résistance du semi-conducteur d'émetteur $\frac{\rho_{CE} \cdot W_E}{L_{cell} \cdot I_E}$ • R_D Résistance de la base = $R_{bb'} + R_{bbb}$ $0,5 \cdot R_{SHB} \cdot \frac{L_{EB} + \frac{I_E}{8}}{L_{cell}}$ • R_C Résistance de collecteur $R_{cc'} + R_{ccc}$ • $R_{cc'}$ Résistance du collecteur faiblement dopé $0,5 \cdot \rho_C \cdot \frac{W_C - W_{TC}}{L_{cell} \cdot I_E}$ • R_{ccc} Résistance du subcollecteur $0,5 \cdot R_{SHC} \cdot \frac{L_C}{L_{cell}}$
---	--

Tableau I.1 : Expressions des éléments du modèle pour l'étude de la focalisation longitudinale d'émetteur

C'est pourquoi, lors de la conception des nouvelles structures il nous est apparu important de définir la nature de ce phénomène et d'évaluer son importance. Pour ce faire, à partir d'une modélisation fine basée sur le modèle électrique présenté précédemment, nous avons étudié la sensibilité de la distribution en courant dans l'émetteur aux résistances spécifiques de contact, aux résistances des métaux, et aux facteurs géométriques de nos nouvelles structures.

a) Description du modèle :

L'étude de la focalisation longitudinale du courant sur le doigt d'émetteur [8] se fait à l'aide du modèle d'Ebers-Moll pour représenter la cellule élémentaire en régime normal de fonctionnement. Dans ce modèle l'effet transistor est traduit par la diode émetteur-base D_{BE} et le générateur de courant $\alpha_N I_{DBE}$ (figure I.11.a)

α_N le gain intrinsèque en base commune sera pris à une valeur typique de 0.902 qui définit un gain en courant h_{fe} égal à 20, valeur typiquement mesurée sur nos dispositifs.

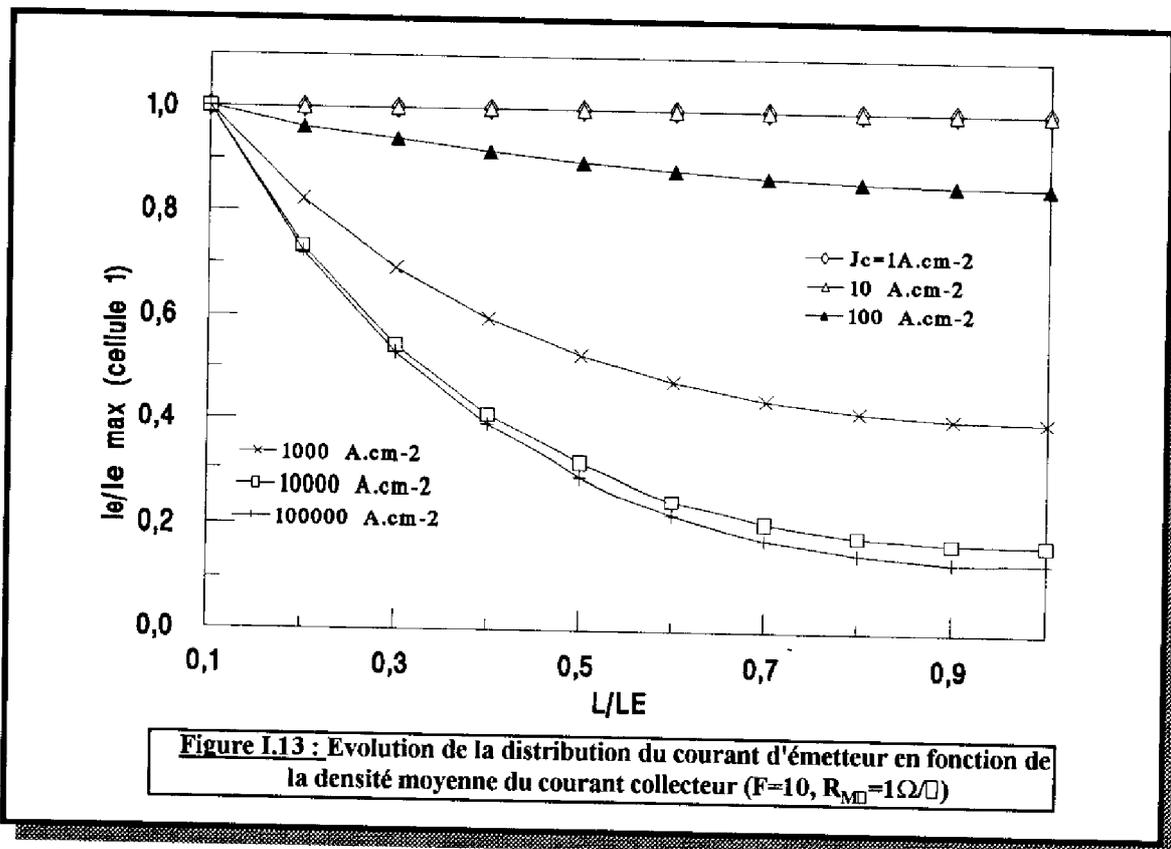
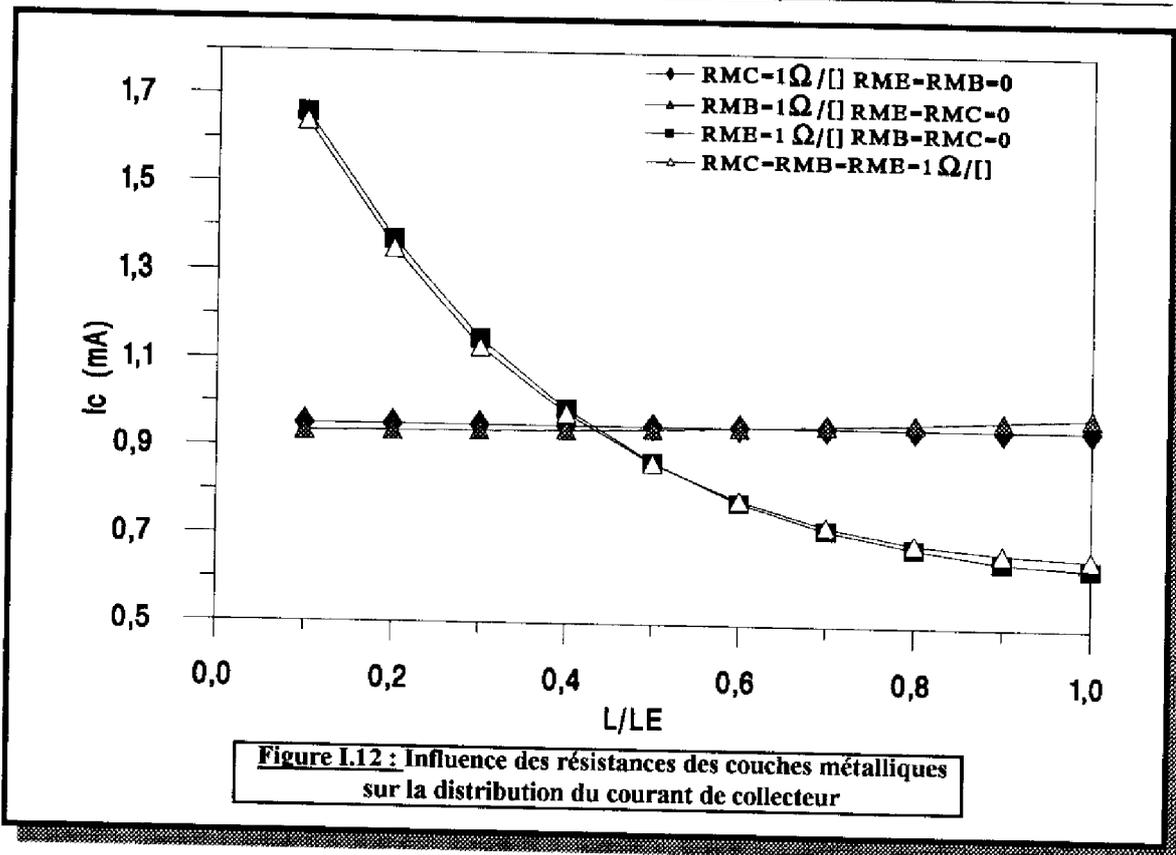
Les variations du courant et de la résistance d'émetteur sont analysées en "découpant" le composant en une série de cellules. La figure I.11.(a) représente une vue en coupe d'une demi-cellule élémentaire. Le transistor est interdigité avec deux contacts de base, et de collecteur. Les expressions des différents éléments du modèle constituent le tableau I.1, dans lequel R_{SH} représente la résistance par carré de la couche semiconductrice concernée, R_{SK} la résistance par carré modifiée de couche sous le contact, et L_{EB} la distance entre le pied de l'émetteur et la métallisation de base.

Outre les éléments classiques, nous allons tenir compte des résistances des couches métalliques de contact R_M et des résistances transversales sous le contact R_T fonctions de R_{SK} et dûes à la modification de la couche sous le contact après l'alliage des métaux.

Les conditions de polarisation du transistor sont les suivantes (figure I.11.(b)) :

- un générateur de courant entre l'émetteur et la base permettant l'étude à courant d'émetteur donné,
- un générateur de tension entre base et collecteur.

La prise en compte de l'ensemble de ces éléments constitue donc un modèle électrique distribué qui a été implanté dans le simulateur électrique ESACAP [9] sur un micro-ordinateur. Pour les calculs l'émetteur a été divisé, sur sa longueur L_E , en 10 cellules élémentaires chacune de longueur L_{cell} et de largeur l_E . Les dimensions du transistor ainsi simulé correspondent à une aire d'émetteur de $10 \times 200 \mu m^2$, des largeurs de base et de collecteur l_B et l_C de $6 \mu m$ et



30 μm respectivement, et correspondent aux dimensions prévues dans la conception des nouvelles structures de puissance.

b) Etude et discussion :

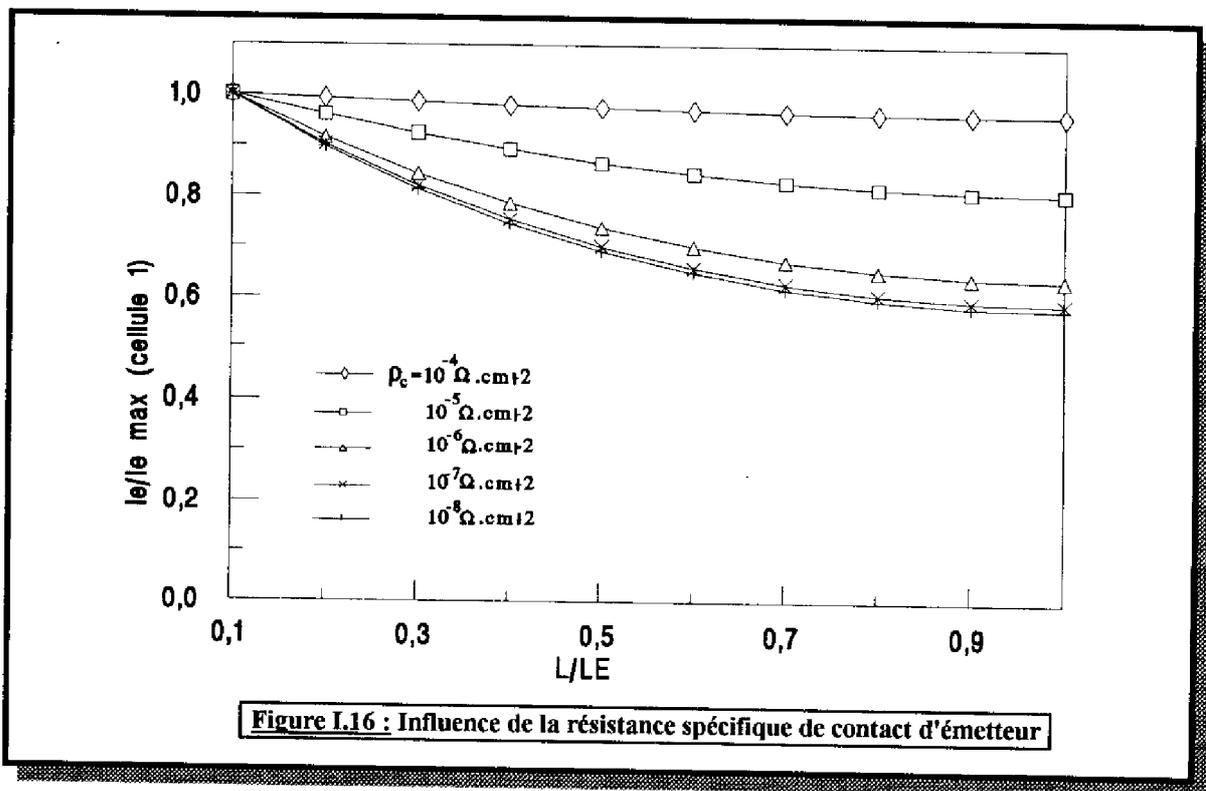
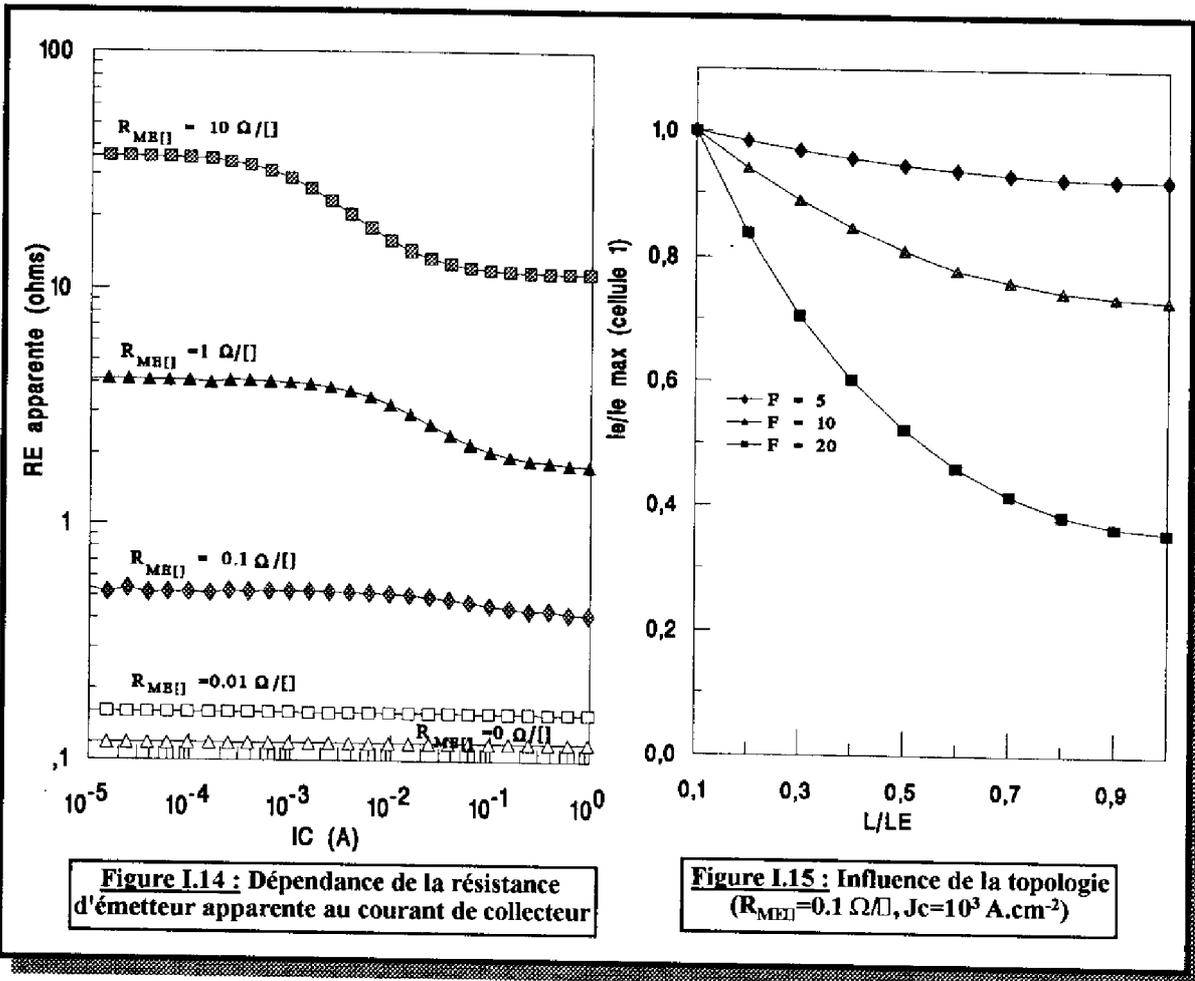
Afin de déterminer l'origine de la non équipotentialité le long de l'émetteur, nous avons considéré successivement l'influence de chaque résistance métallique R_M sur la distribution du courant de collecteur qui en résulte, tout en gardant les deux autres résistances nulles. Les résultats sont comparés avec la simulation pour laquelle les trois résistances métalliques d'émetteur, de base et de collecteur sont égales à $1\Omega/\square$. Ces valeurs correspondent aux valeurs typiques de résistances métalliques par carré observées expérimentalement sur nos composants.

La figure I.12 représente l'évolution de la distribution du courant principal le long de la structure ainsi obtenue. Il apparaît que les résistances métalliques de base et de collecteur n'affectent que peu la distribution du courant. La comparaison entre la seule influence de la résistance métallique d'émetteur et le cas englobant toutes les résistances métalliques montre que c'est celle d'émetteur qui conditionne la répartition du courant. Dans ce cas le courant de collecteur est 2.6 fois plus faible dans la dernière cellule que dans la première. Cette décroissance longitudinale du courant résulte d'une distribution non uniforme des potentiels intrinsèques. A cette focalisation du courant vers l'extrémité du doigt, où a lieu l'injection, correspond une réduction de l'aire effective d'émetteur qui induit une élévation de la résistance apparente d'émetteur.

La figure I.13 montre clairement l'évolution de la distribution du courant d'émetteur le long du transistor, normalisée par rapport au courant dans la première cellule I_{emax} , pour différents niveaux d'injection. La non uniformité de la distribution en courant s'accroît jusqu'à la saturation lorsque la densité moyenne de courant J_C augmente. Cette non linéarité en fonction du courant est due à la présence de la diode distribuée émetteur-base D_{BE} , et n'évolue plus à des densités de courant élevées ($J_C > 10^4 \text{ A.cm}^{-2}$).

Les variations de la résistance globale d'émetteur en fonction du courant de collecteur, pour différentes valeurs de R_{ME} , sont représentées sur la figure I.14. La résistance d'émetteur apparente, qui est plus élevée que la somme des résistances de contact R_{EC} et du semi-conducteur R_{ESC} , décroît quand le niveau de courant augmente. Cette diminution est mise en évidence par les mesures expérimentales.

Pour illustrer l'influence de la topologie de la surface d'émetteur sur le courant dans la structure, nous avons fait varier le rapport entre longueur et largeur d'émetteur ($F = L_E/l_E$). La figure I.15 montre les variations du courant collecteur normalisé au courant de la première



cellule pour trois facteurs de forme différents : $F=5$ pour $A_E=50 \times 10 \mu\text{m}^2$, $F=10$ pour $A_E=100 \times 10 \mu\text{m}^2$, $F=20$ pour $A_E=200 \times 10 \mu\text{m}^2$. La résistance métallique d'émetteur R_{ME} est de $0.1 \Omega/\square$ et la densité de courant de collecteur est de 10^3 A.cm^{-2} . Le courant d'émetteur se dégrade lorsque la longueur du doigt d'émetteur augmente.

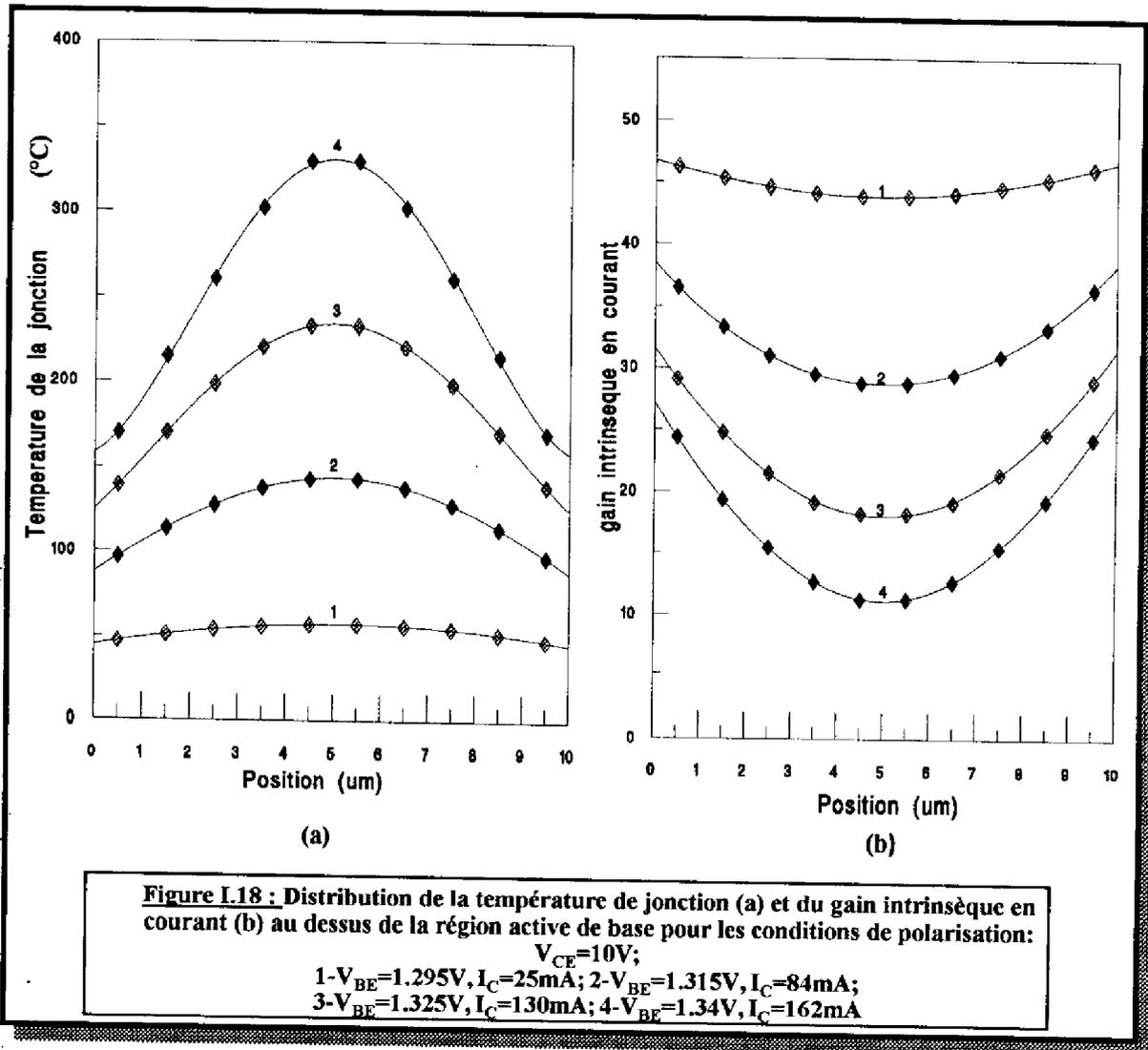
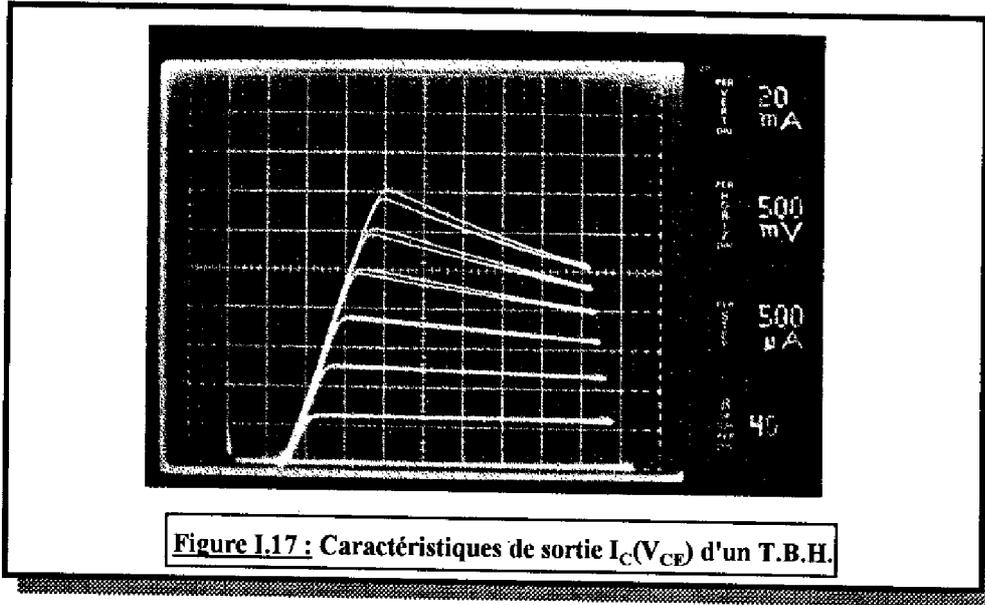
Pour montrer l'influence de la résistance spécifique de contact, qui caractérise la qualité des contacts ohmiques réalisés, nous avons fait varier ρ_{CE} de $10^{-8} \Omega.\text{cm}^2$ à $10^{-4} \Omega.\text{cm}^2$ avec $F=10$ et $R_{ME}=0.1 \Omega/\square$. Comme l'indique la figure I.16 la distribution du courant le long de l'émetteur est considérablement modifiée même pour de très faibles résistivités de contact, ce qui montre l'influence prépondérante de la résistance métallique sur la distribution longitudinale du courant d'émetteur. Il est donc inutile de réduire la résistance spécifique de contact si R_{ME} n'est pas aussi diminuée dans les mêmes proportions.

c) Conclusion :

Les résultats précédents montrent donc que lors de la conception il faut tenir compte de la focalisation longitudinale du courant d'émetteur. Or les dispositifs de puissance nécessitent la réalisation de structures interdigitées, avec des doigts d'émetteur longs et étroits, afin de diminuer la résistance de base R_{bb} . Il faut donc envisager la fabrication de composants où l'injection du courant de polarisation s'effectue, non pas à l'extrémité du doigt d'émetteur, mais sur toute sa longueur afin de prévenir la focalisation du courant et assurer une injection uniforme dans toute la structure.

I.3 LES EFFETS THERMIQUES DANS LES TRANSISTORS BIPOLAIRES HYPERFREQUENCE DE PUISSANCE

Les progrès récents dans le développement de la filière GaAs pour des applications micro-ondes hautes puissances ayant conduit à l'obtention de fortes densités de puissance, une analyse précise des technologies utilisées du point de vue de la fiabilité est nécessaire afin d'identifier les limites de la conception et de la fabrication [10]. En effet, pour les composants GaAs, une limite intrinsèque électronique (c'est à dire sans inclure la limitation due aux effets thermiques et à la topologie) est atteinte pour des densités de puissance de l'ordre de 10^5 W.cm^{-2} . Pour des structures verticales comme le T.B.H. cette limite s'exprime en densité de puissance par aire d'émetteur. Dans le T.B.H., les densités de courant collecteur peuvent être supérieures à 5.10^4 A.cm^{-2} (faible résistance de base, vitesse de saturation des électrons dans le GaAs élevée) (cf paragraphe I.1), et les tensions de collecteur sont souvent supérieures



à 10 volts , ceci peut donc amener le transistor à fonctionner près des limitations électroniques exposées précédemment.

Cependant, les fortes densités de puissance conduisent à un auto-échauffement du dispositif, de telle sorte que les performances sont souvent limitées par les effets thermiques plutôt que par les propriétés intrinsèques du semiconducteur.

Dans cette partie, nous allons montrer l'influence des effets thermiques sur le comportement électrique du transistor, notamment sur le gain en courant. Le phénomène de "collapse" ou d'effondrement du courant collecteur sera mis en évidence. Nous étudierons également l'influence de certains paramètres physiques et géométriques importants pour une optimisation au plan de la dissipation thermique du transistor, à savoir le choix du matériau et l'épaisseur du substrat, la nature interdigitée de la structure.

I.3.1 Variation du gain en courant en fonction de la température :

a) Présentation du phénomène :

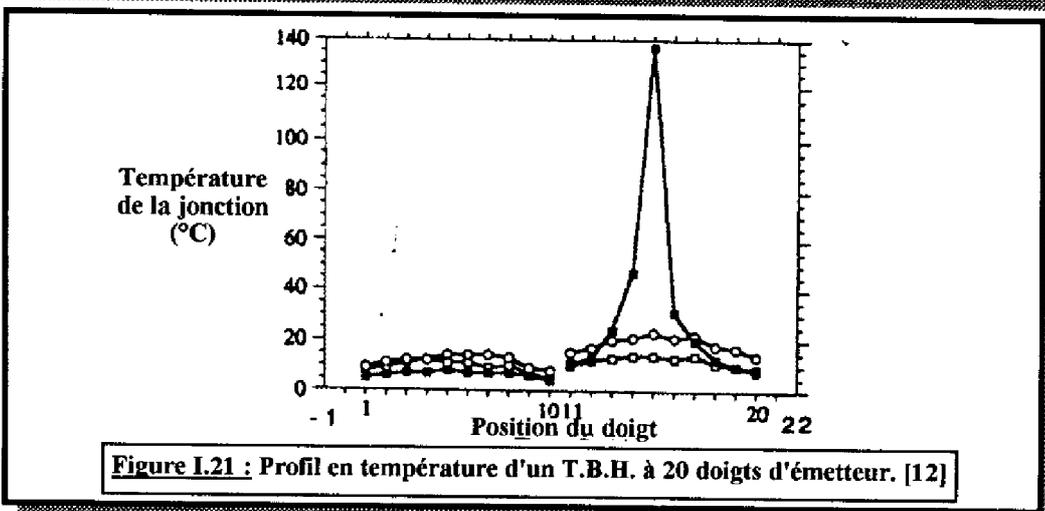
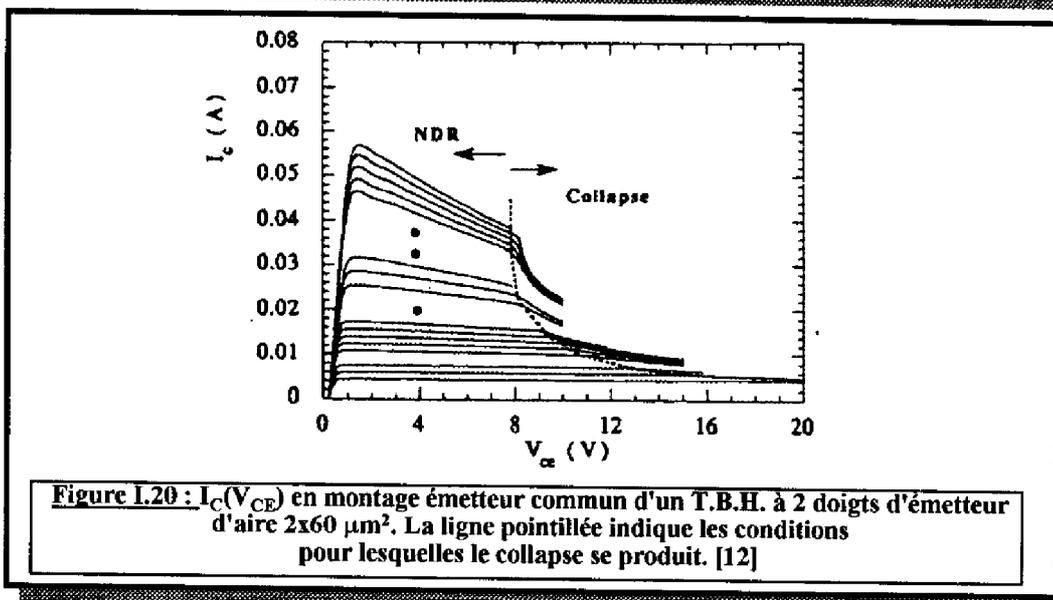
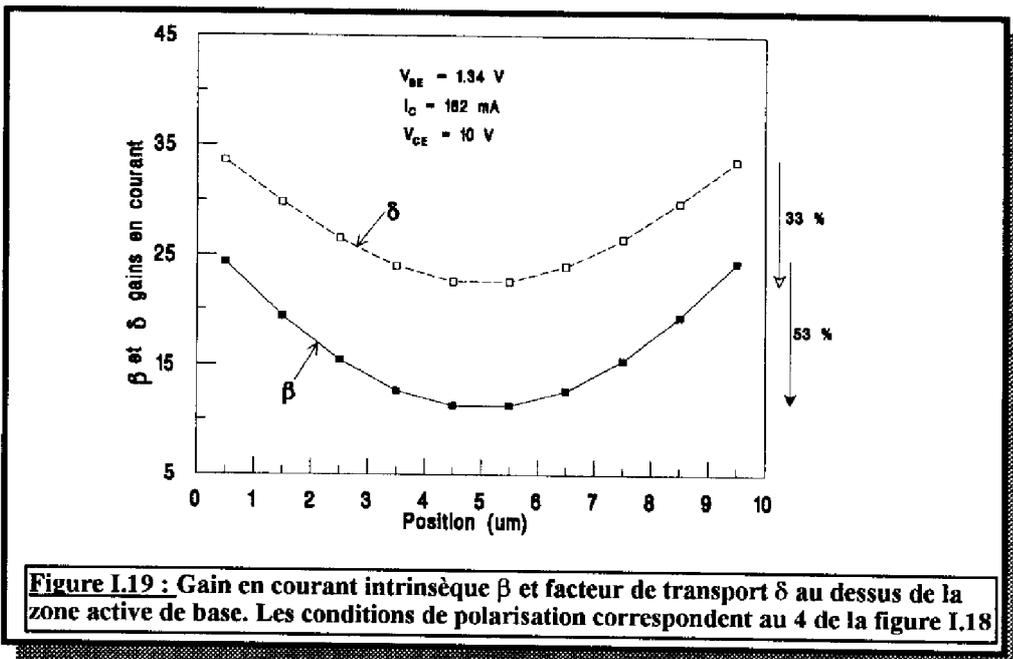
Les caractéristiques de sortie $I_C(V_{CE})$ classiquement obtenues pour un T.B.H. et reportées sur la figure I.17, montrent un phénomène particulier à ces structures : la décroissance du gain en courant pour les fortes puissances dissipées.

L'augmentation de la puissance dissipée P_{diss} liée au courant de collecteur I_C par

$$P_{diss} = V_{BE}I_B + V_{CE}I_C \quad (I.51)$$

se traduit par un auto-échauffement du transistor qui entraîne une chute du gain [11]. Une modélisation électrothermique du T.B.H. effectuée dans notre équipe [12] a permis de mettre en évidence ce phénomène. Cette modélisation bidimensionnelle est basée sur le découpage en cellules élémentaires d'un transistor à un doigt d'émetteur et deux doigts de base, et utilise le logiciel de simulation de circuits ESACAP [9]. Nous donnerons ici des exemples de résultats obtenus, le détail de la procédure théorique étant publié par ailleurs [12]. Nous avons donc reporté sur la figure I.18 les distributions transversales de la température et du gain intrinsèque en courant dans la région active du transistor en fonction de la polarisation.

La figure I.18.(a) montre que la température, maximale au centre de la structure, augmente avec le courant collecteur, donc avec la puissance dissipée. La juxtaposition de la figure I.18.(b) indique clairement la connexion entre la chute du gain en courant et l'élévation de la température : le gain est minimum là où la température est maximum. Dans cette étude théorique, la décroissance du gain induite par l'auto-échauffement est attribuée à la dégradation



du facteur de transport dans la base; nous rediscuterons ce point dans le paragraphe suivant.

Cette contre-réaction négative est bénéfique pour la stabilité thermique des composants. Cela procure un avantage au T.B.H. sur les transistors à homojonction Silicium qui souffrent d'une contre-réaction positive conduisant à un emballement thermique et à la destruction du composant aux forts niveaux de courant.

b) Influence des paramètres électrothermiques :

Du fait même des interactions électrothermiques dans le transistor, il est difficile d'isoler un paramètre dominant pour expliquer la chute du gain en courant lorsque la température augmente. Par exemple, les effets électriques dus à la résistance de base tendent à produire une focalisation du courant aux bords de l'émetteur [1], tandis que les effets thermiques tendent à concentrer le courant au centre de l'émetteur (cf figure I.18).

Une étude, menée sur les hétérojonctions abruptes [13], attribue la décroissance du gain en courant en fonction de la température à la chute de l'efficacité d'injection γ . Cette décroissance de γ est ici imputée à une augmentation de l'injection de trous de la base vers l'émetteur lorsque la température croît. Cette augmentation est due à deux effets contraires. Le premier, qui induit une dépendance négative du gain par rapport à la température, est attribué à l'offset ΔE_v sur la bande de valence (cf figure I.1) ainsi qu'au rétrécissement de la largeur de la bande interdite dans la base en raison du fort dopage dans cette région. Le second effet, qui induit une dépendance positive du gain, est attribué à la durée de vie effective des porteurs τ_{eff} dans la région de charge d'espace de la jonction émetteur-base, puisque toujours d'après [13] :

$$\tau_{eff} = \tau_{eff0} \left(\frac{T_j}{T_0} \right)^{1.5} \quad (I.52)$$

τ_{eff0} est la durée de vie à $T_0=300K$ et T_j est la température de la jonction. Cette approche souffre du fait que la mise en évidence de la dépendance de τ_{eff} à la température n'est basée que sur des mesures indirectes de recombinaisons radiatives, phénomène non dominant dans le GaAs fortement dopé [12].

Dans les structures graduelles que nous étudions, l'efficacité d'injection γ est bien supérieure au facteur de transport δ (typiquement 10^4 contre 20). Le terme $1/\gamma$ doit donc être négligé dans l'expression (I.26) donnant le gain en courant. Par contre le rôle de δ ne peut pas être négligé car, au travers de la diffusivité des électrons dans la base, la dépendance négative de la mobilité des porteurs à la température est prise en compte. La relation (I.26) indique également que les recombinaisons ne peuvent être ignorées, notamment en raison de la chute de tension émetteur-base vers le centre de la structure due à la résistance série induite par le

matériau de base, et à la croissance de n_i due à la dépendance négative de la largeur de la bande interdite à la température [12]. Cette dualité de rôle entre δ et les phénomènes de recombinaisons apparaît clairement sur la figure I.19. Lorsque l'on ne prend en compte que l'évolution de δ avec la température, la variation maximale du gain intrinsèque en courant est de 33%, alors qu'elle passe à 53% si l'on ajoute les effets des recombinaisons.

Il apparaît de ce qui précède que pour nos structures graduelles, il est plus judicieux d'attribuer la chute du gain en courant lorsque la température augmente à la variation du facteur de transport δ et aux recombinaisons plutôt qu'à la seule variation de l'efficacité d'injection γ .

I.3.2 Emballement thermique :

L'accroissement des possibilités du transistor bipolaire, tant sur le plan du gain en puissance que celui du niveau de puissance disponible, dicte, sous des conditions purement électriques, le choix d'une structure interdigitée (réduction de la résistance de base lorsque en même temps, par association de cellules élémentaires, on augmente la surface et donc le calibre en courant du transistor). Il se trouve que cet arrangement va aussi dans le sens d'une amélioration de la dissipation thermique puisqu'il assure une réduction de la résistance thermique. Cependant, la caractérisation électrique des structures à multi-doigts a montré qu'un nouveau phénomène, l'emballlement thermique, pouvait s'ajouter. Nous allons nous intéresser à ce comportement particulier du transistor et en décrire les principales caractéristiques à partir d'études publiées dans la littérature [10,11,14].

a) Description du phénomène :

La figure I.20 représente un exemple de caractéristique de sortie $I_C(V_{CE})$ mesurée en montage émetteur commun, pour un transistor à deux doigts d'émetteur [14].

On discerne deux zones de fonctionnement : pour des valeurs de V_{CE} relativement faibles, donc des puissances dissipées moyennes, nous retrouvons l'effet de contre-réaction négative (cf I.3.1). Lorsque V_{CE} augmente, et à partir d'un I_B donné, on note une décroissance brutale du courant collecteur I_C . Cet effondrement de I_C est attribué à un phénomène d'emballlement thermique similaire à celui intervenant dans les transistors bipolaires silicium classiques, et constitue une limitation en puissance du composant.

b) Etude du phénomène :

Pour comprendre l'origine de l'emballlement thermique nous nous sommes basés sur les travaux de W. Liu [14]. Il a mesuré directement sur un transistor à 20 doigts d'émetteur, à

partir d'une caméra infrarouge, la variation de la température de la jonction en fonction de la localisation des doigts pour différentes polarisations. Les résultats obtenus sont reportés sur la figure I.21.

Avant l'apparition de l'emballement thermique, la répartition de la température n'est pas uniforme sur la structure, le centre étant plus chaud que les bords. Lorsque se produit l'emballement thermique, un seul des doigts voit sa température multipliée par 7 alors que les doigts extérieurs voient leur température décroître. Le processus est le suivant : le T.B.H. est commandé en courant I_B . Ce courant se répartit équitablement entre chaque doigt du composant à faible puissance. Au fur et à mesure que V_{CE} augmente, un gradient thermique de plus en plus marqué s'établit. Les doigts centraux s'échauffent plus que les doigts aux extrémités du T.B.H., ce qui induit une baisse de la tension de seuil de la jonction émetteur-base sous ces doigts centraux. Pour un V_{BE} fixé les doigts plus chauds drainent donc plus de courant (cf figure I.18.(a),(b)). Par réaction en chaîne, le phénomène s'amplifie jusqu'à ce que seul un doigt conduise, au détriment des autres.

A fort courant et pour des tensions V_{CE} faibles, le phénomène est réversible, ce qui ne provoque pas la destruction immédiate du composant contrairement aux structures bipolaires sur Silicium.

c) Résistances de ballast :

Afin de s'affranchir de l'emballement thermique, il est nécessaire d'assurer l'uniformité de la distribution de la température à travers la structure.

La technique la plus classiquement utilisée est celle des résistances de ballast. Cela consiste à renforcer la contre-réaction négative en ajoutant en série sur chacun des doigts d'émetteur du T.B.H. de puissance une résistance dont la valeur est calculée de telle façon que chaque doigt conduise le même courant. Un exemple de résultats expérimentaux obtenus par ce biais est reporté sur la figure I.22 [15].

L'apparition de l'emballement thermique du T.B.H., ici à 6 doigts d'émetteurs, est repoussée de $V_{CE}=6$ V à $V_{CE}=10$ V.

1.3.3 Influence des paramètres physiques et géométriques sur le comportement thermique du T.B.H. :

La réduction des effets parasites liés à l'auto-échauffement passe bien évidemment par l'optimisation de la structure pour l'amélioration de la dissipation thermique. Nous allons brièvement évoquer cet aspect en examinant l'influence de la nature du substrat ainsi que de la topologie de surface des dispositifs.

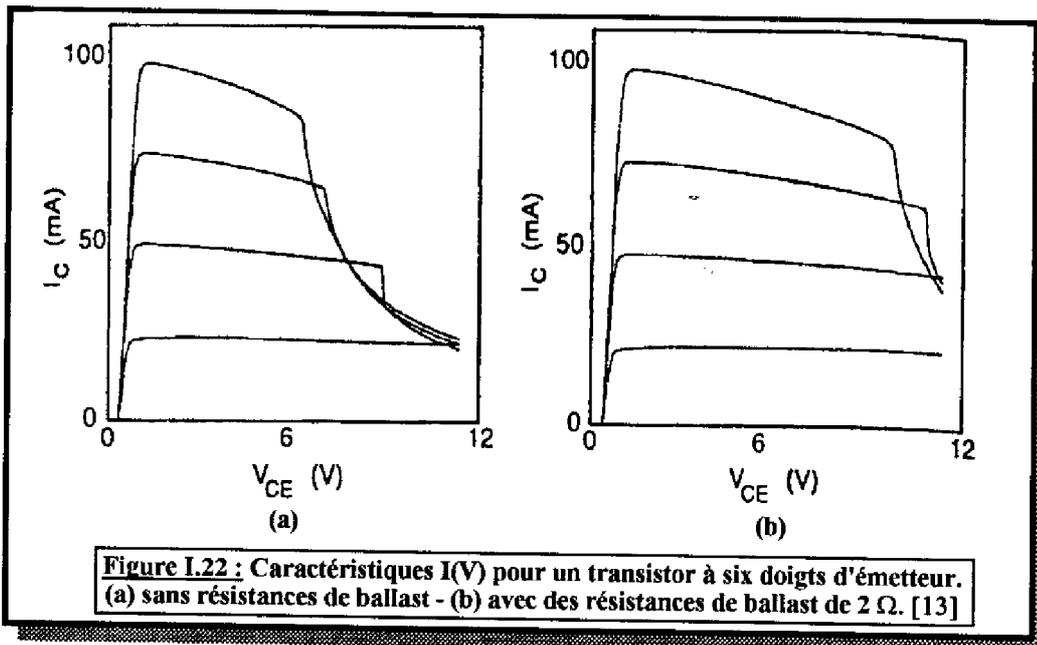


Figure I.22 : Caractéristiques I(V) pour un transistor à six doigts d'émetteur. (a) sans résistances de ballast - (b) avec des résistances de ballast de 2Ω . [13]

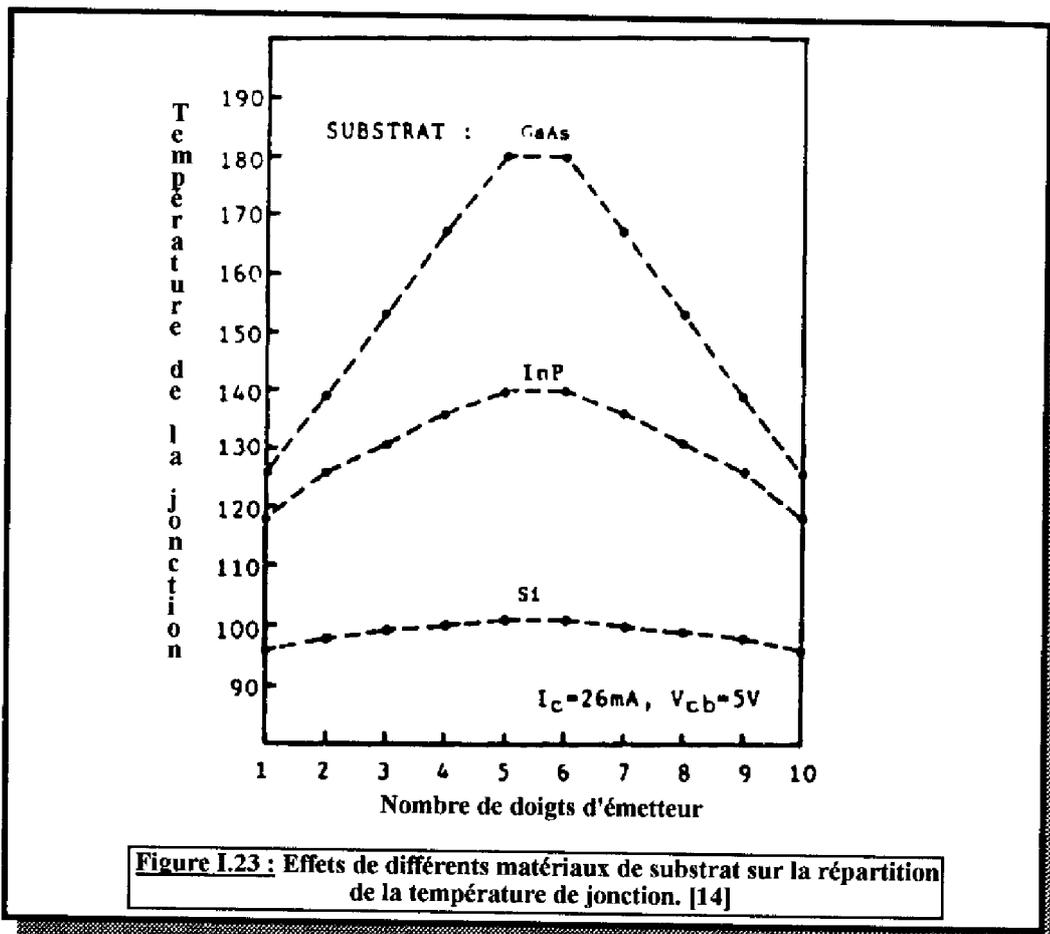


Figure I.23 : Effets de différents matériaux de substrat sur la répartition de la température de jonction. [14]

a) Influence de la nature du substrat :

Les performances des circuits GaAs dans le domaine des fortes puissances et hautes fréquences sont limitées par la faiblesse relative de la conductivité thermique des substrats en GaAs.

C'est pourquoi de nouvelles techniques sont à l'étude ces dernières années, qui consistent à reporter les dispositifs GaAs sur des substrats de meilleure conductivité, afin d'améliorer leur stabilité thermique. Pour exemple des T.B.H. épitaxiés sur substrat de Silicium présentent des capacités de puissance respectivement 3.5 et 2.7 fois plus élevées que ces mêmes composants sur substrat de GaAs semi-isolant ou InP [16].

La figure I.23 montre, pour comparaison, l'évolution de la température de jonction dans un T.B.H. à 10 doigts d'émetteur pour ces différents substrats. Il reste toutefois à régler les problèmes d'hétéroépitaxie.

On peut aussi relever une étude présentant le report des couches épitaxiées sur un substrat de nitrure d'aluminium polycristallin [17] qui présente une conductivité thermique ($2 \text{ W/cm}^\circ\text{C}$) 4 fois supérieure à celle du GaAs ($0.5 \text{ W/cm}^\circ\text{C}$).

Le report sur substrat de diamant artificiel est aussi envisagé, la conductivité thermique du diamant étant de l'ordre de 20 à 30 fois supérieure à celle du GaAs, mais cela demande la maîtrise des techniques de fabrication de surfaces importantes avec une très faible rugosité.

b) Influence de l'épaisseur du substrat :

Une étude de la variation de la température de la jonction, dans la direction perpendiculaire à la jonction, montre qu'il y a une décroissance rapide de cette température lorsque l'on s'éloigne de la jonction. Cette décroissance est cependant moins marquée lorsque la taille de la zone active augmente, comparativement à celle de la puce. La figure I.24 présente l'influence de l'épaisseur du substrat de GaAs sur la température de la jonction, et ce pour différents rapports de dimension entre la région active (L_a) et le substrat (L_c) [16]. La géométrie choisie est une géométrie carrée, l'aire de la puce étant $300 \times 300 \mu\text{m}^2$.

Pour un rapport inférieur à 0.5 l'amincissement influe peu sur le comportement thermique du T.B.H. Ce facteur est donc à prendre en compte si l'on veut éviter une étape technologique difficile et pouvant détériorer les composants.

c) Géométrie des doigts d'émetteur :

La topologie des doigts d'émetteur est elle aussi un facteur à prendre en compte. Des métallisations longues et étroites semblent être utiles à une bonne dissipation thermique [18].

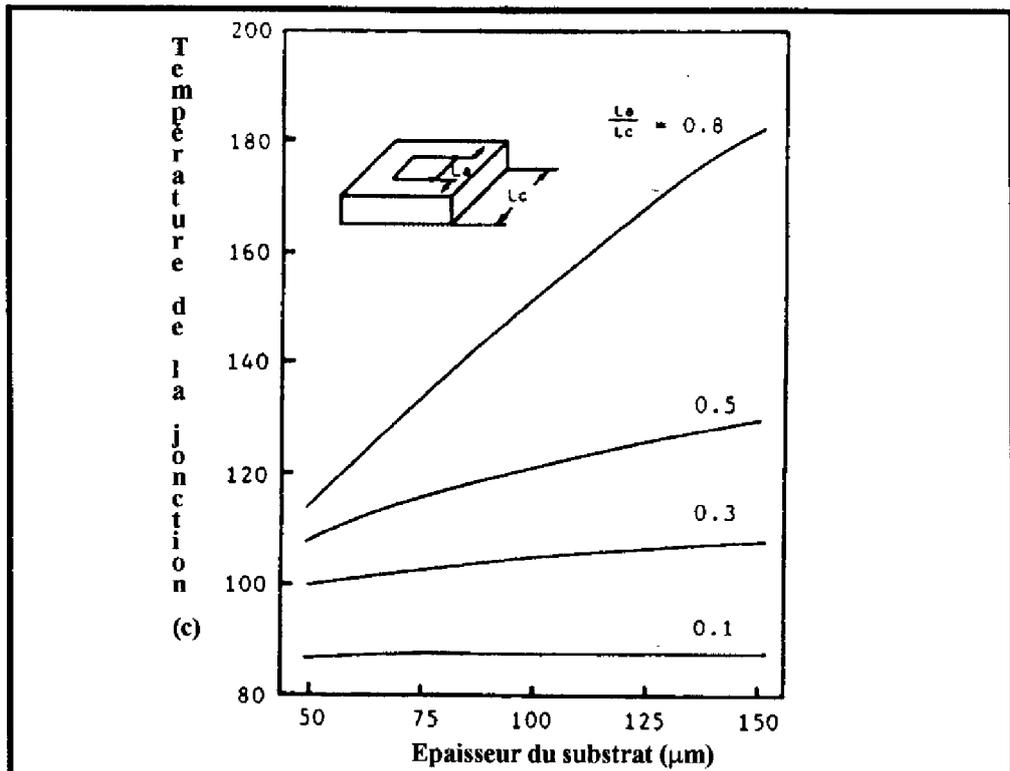


Figure I.24 : Effet de l'épaisseur du substrat sur les capacités thermiques des T.B.H.. L_a/L_c est le rapport entre les largeurs de la zone active et de la puce. [14]

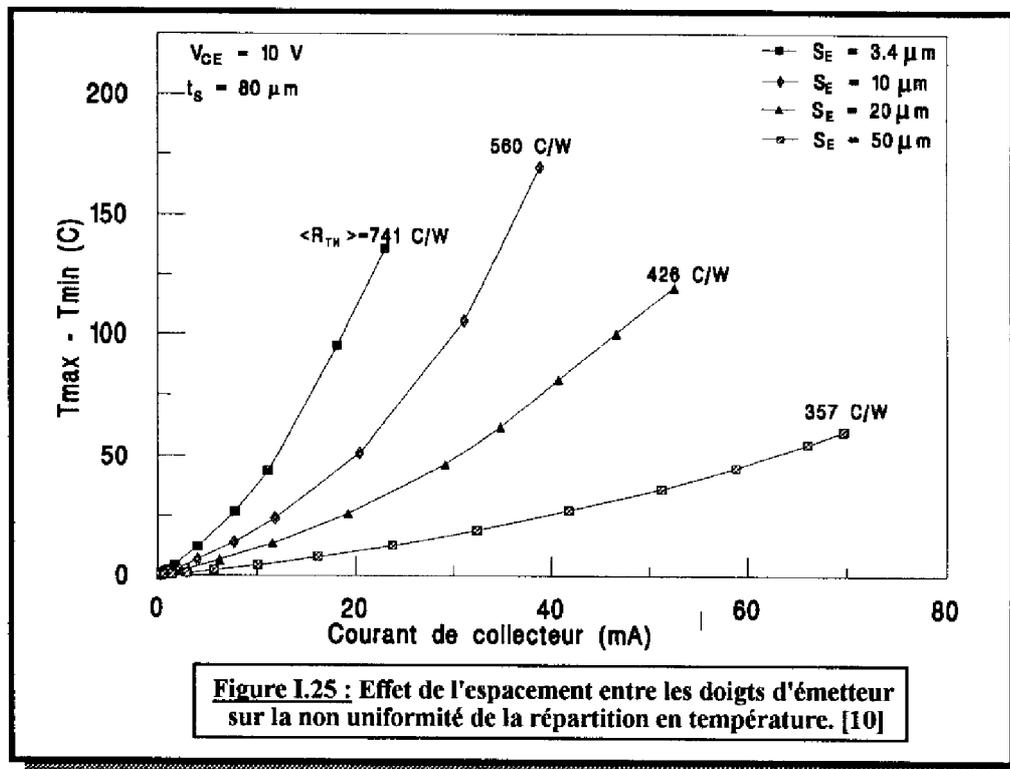


Figure I.25 : Effet de l'espacement entre les doigts d'émetteur sur la non uniformité de la répartition en température. [10]

Cela repose toutefois le problème de la focalisation longitudinale dans les métallisations d'émetteur (cf paragraphe I.2.3).

L'espacement entre les doigts d'émetteur S_E joue lui aussi un rôle comme l'indiquent les résultats de la figure I.25 [12] issus de notre modélisation électrothermique. Nous voyons que la dissipation thermique s'améliore avec l'écartement entre les doigts. Rappelons néanmoins que les performances dynamiques sont, elles, tributaires de dimensions relativement faibles. Un compromis est donc nécessaire.

CONCLUSION

Après un rappel de la théorie générale du transistor bipolaire à hétérojonction GaAs/GaAlAs, nous avons présenté la modélisation électrique petit signal de ces composants telle qu'elle a été développée au laboratoire.

A l'aide de ce modèle nous avons mis en évidence l'attention toute particulière qu'il faut apporter lors du montage des composants afin de réduire les effets néfastes des connexions. Nous avons ensuite étudié l'influence des résistances spécifiques de contact et des couches métalliques de contact sur la distribution du courant le long de l'émetteur. Il apparaît que la non uniformité de la distribution longitudinale du courant est à l'origine des résistances apparentes d'émetteur excessives.

Nous avons aussi révélé que la minimisation de la résistivité spécifique du contact d'émetteur ne suffisait pas pour améliorer les performances de nos composants. Il est tout aussi nécessaire de prendre en considération la résistance des couches métalliques, au travers de leur résistivité, épaisseur et topologie.

Pour prévenir la focalisation longitudinale du courant d'émetteur nous avons envisagé l'élaboration d'un nouveau processus technologique où le contact d'émetteur sera pris à l'aide de ponts à air. Ces ponts à air qui s'appuieront sur toute la longueur du doigt d'émetteur, permettront une injection de courant uniforme en tout point de la zone active de nos structures.

Nous avons décrit les deux principaux phénomènes thermiques responsables des limitations des performances en puissance des T.B.H. : la décroissance du gain en courant lorsque la température des composants croît, et l'emballement thermique. Nous avons également étudié l'influence du substrat et de la topologie des composants sur leur comportement thermique.

Tout cela nous a permis de cerner les différentes considérations utiles à la conception de nouveaux composants alliant performances fréquentielles et performances en puissance. La description de ces nouveaux dispositifs est l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE I : REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] A. MARTY

"Etude des transistors bipolaires à hétérojonction GaAlAs/GaAs : théorie et expérience."

Thèse de Doctorat d'Etat (Sciences), n° 931, Université Paul Sabatier, Toulouse, juin 1980

[2] J. DANGLA

"Etude du comportement dynamique des transistors bipolaires. Application aux cas des hétérotransistors HF de puissance et au photodétecteur GaAlAs/GaAs."

Thèse de Docteur 3° cycle, n°2508, Université Paul Sabatier, Toulouse, juillet 1981

[3] J.P. BAILBE

"Contribution à l'étude physique des transistors bipolaires."

Thèse de Doctorat d'Etat (Sciences), n° 744, Université Paul Sabatier, Toulouse, 1977

[4] T. CAMPS

"Conception et réalisation de transistors bipolaires hyperfréquence de puissance à hétérojonction GaAs/GaAlAs."

Thèse de Docteur 3° cycle, n°920, Université Paul Sabatier, Toulouse, juin 1991

[5] J.P. BAILBE, L. ANDRIEUX, A. CAZARRE, T. CAMPS, A. MARTY, J. TASSELLI, H. GRANIER

"Theory and experiment of the temperature dependence of GaAlAs/GaAs HBTs characteristics for power amplifier applications."

Solid State Electronics, vol 38, N° 2, pp 279-286, février 1995

[6] L. ANDRIEUX

"Caractérisation du transistor bipolaire à hétérojonction GaAlAs/GaAs en vue de son utilisation en amplification de puissance."

Thèse de Docteur d'Université, Université Paul Sabatier, n° 2100, 12 juillet 1995

[7] T. CAMPS, J.P. BAILBE, A. MARTY, J. TASSELLI, A. CAZARRE

"High frequency power GaAs/GaAlAs HBT."

Electronics Letters, Vol 28, n°15, pp 1444-1445, juillet 1992

[8] T. CAMPS, A. MARTY, J. TASSELLI, A. CAZARRE, J.P. BAILBE

"Emitter excess resistance in GaAlAs/GaAs HBT."

Solid State Electronics, vol 37, N°12, pp 1907-1911, décembre 1994

[9] P. STANGERUP

"ESACAP a PC implemented general purpose circuit simulator."
IEEE circuits devices magazine, vol 4, pp20-25, juillet 1988

[10] L.L. LIOU, B. BAYRAKTOROGLU

"Thermal stability analysis of AlGaAs/GaAs HBT with multiple emitter finger."
IEEE Transactions on Electron Devices, vol 41, n°5, pp 629-636, mai 1994

[11] M.KARNER, H. TEWS, P. ZWICKNAGL, D. SEITZER

"Thermal effects and instabilities in AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistors."
International Symposium GaAs and Related Compounds, Freiburg 1993, pp165-170

[12] A. MARTY, T. CAMPS, J. TASSELLI, D.L. PULFREY, J.P. BAILBE

"A self consistent DC-AC 2 dimensions electrothermal model for AlGaAs/GaAs microwave power HBT's."
IEEE Transactions on Electron Devices, vol 40, n°7, pp 1202-1210, juillet 1993

[13] G.B. GAO, Z.F. FAN, H. MORKOC

"Negative output differential resistance in AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistors."
Applied Physics Letters, vol 61, n°2, pp 198-200, juillet 1992

[14] W. LIU, S. NELSON, D.G. HILL, A. KHATIBZADEH

"Current gain collapse in microwave multifinger heterojunction bipolar transistors operated at very high power densities."
IEEE Transactions on Electron Devices, vol 40, n°11, pp 1917-1927, novembre 1993

[15] U. SEILER, E. KOENIG, U. SALZ, P. NAROZNY

"Empirical analysis of emitter ballasting resistance effects on stability in power heterojunction bipolar transistors."
International Symposium GaAs and Related Compounds, Freiburg 1993, pp183-188

[16] G.B. GAO, M.Z. WANG, X. GUI, H. MORKOC

"Thermal design studies of high power heterojunction bipolar transistors."
IEEE Transactions on Electron Devices, vol 36, n°5, pp 854-862 mai 1989

[17] G.J. SULLIVAN, M.K. SZWED, D.A. HARDWICK, J.A. HIGGINS, J.R. WALDROP, M.F. CHANG

"Improved thermal performance of AlGaAs/GaAs HBT's by transferring the epitaxial layers to high thermal-conductivity substrates."

Electronics Letters, Vol 29, n°21, pp 1890-1891, 14 octobre 1993

[18] J.A. HIGGINS

"Thermal properties of power HBT's."

IEEE Transactions on Electron Devices, vol 40, n°12, pp 2171-2177, decembre 1993

CHAPITRE II

ETAT DE L'ART ET

AVANT PROJET

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons présenter l'état de l'art des résultats publiés ces dernières années sur les technologies de fabrication des T.B.H. GaAlAs/GaAs de puissance.

A partir de cette analyse et compte tenu des moyens technologiques à notre disposition nous proposerons la conception de nouveaux dispositifs sur semi-isolant pour l'amplification hyperfréquence de puissance.

Nous détaillerons chacune des étapes de fabrication et nous insisterons sur les éléments de test qui permettront de caractériser notre technologie.

II.1 LES TECHNOLOGIES DE REALISATION DES TRANSISTORS BIPOLAIRES A HETEROJONCTION : ETAT DE L'ART

Bien que les potentialités du T.B.H. aient été exposées dès la fin des années 50 par Kroemer, il a fallu attendre le début des années 70 et l'avènement de l'épitaxie en phase liquide (E.P.L.) pour obtenir les premières structures bipolaires à hétérojonction GaAs/GaAlAs présentant des propriétés intéressantes.

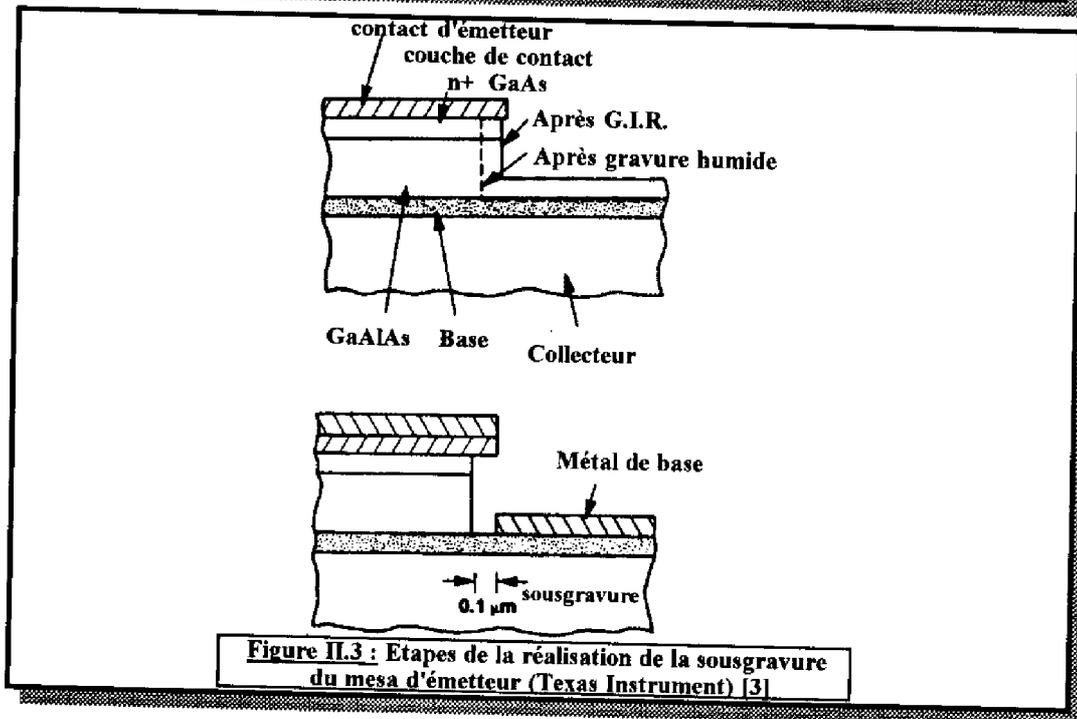
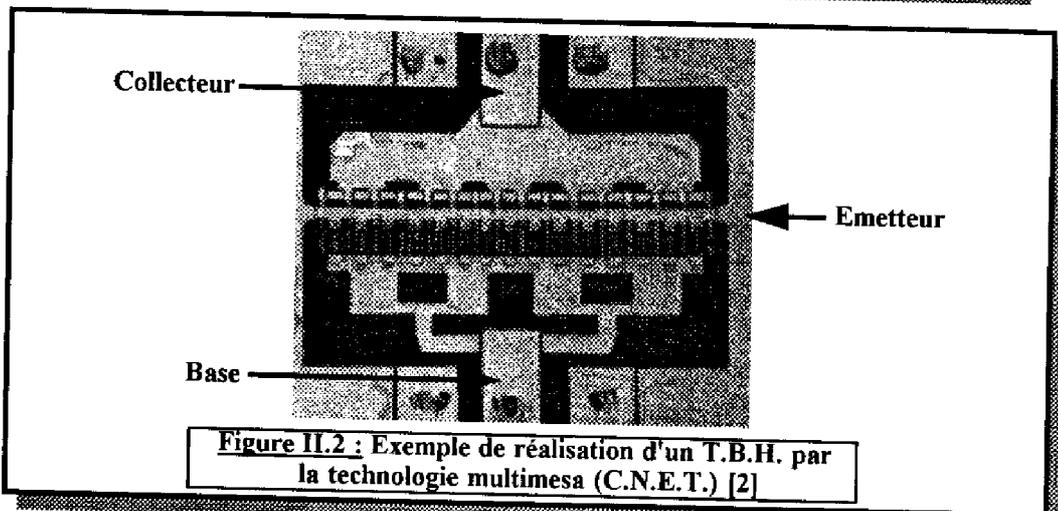
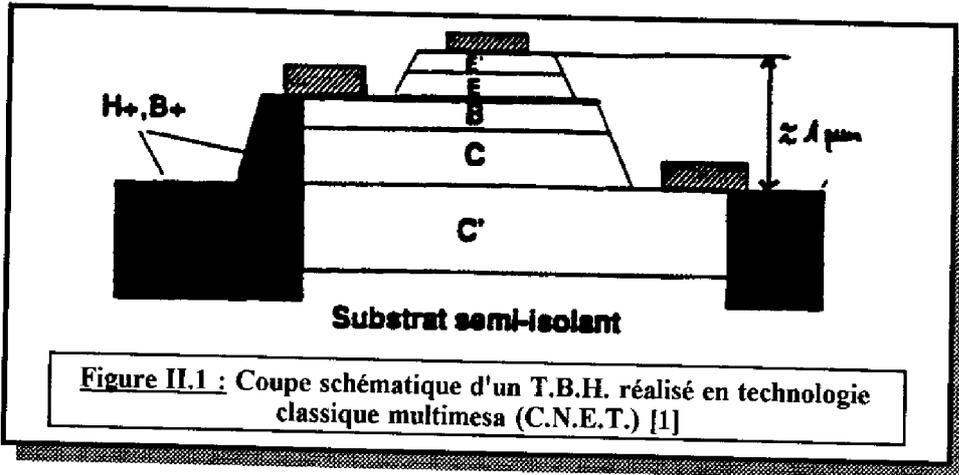
L'E.P.L. a permis de résoudre le problème de réalisation des structures bipolaires. Cette technique souffre néanmoins d'un manque de contrôle précis sur le dopage et l'épaisseur des couches (précision de l'ordre de 20 à 30 %).

L'épitaxie par jets moléculaires (E.J.M.) et l'épitaxie en phase vapeur à partir d'organo-métalliques (E.P.V.O.M.), apparues au début des années 80 ont permis une avancée significative sur ces deux aspects. Du fait d'une vitesse de croissance très faible, de l'ordre de 1 μm par heure contre 1 μm par minute en E.P.L., l'E.J.M. rend possible le contrôle des couches à 2 ou 3 % près.

Néanmoins, l'utilisation du Béryllium dans le cas de l'E.J.M., et du Zinc dans celui de l'E.P.V.O.M., pour la réalisation de bases très fortement dopées (quelques 10^{19} atomes par cm^{-3}) s'est révélée problématique. Ces deux éléments présentent une diffusion importante et une instabilité dans le temps. Afin de remédier à ces inconvénients on substitue le Carbone au Béryllium et au Zinc. Parallèlement se développe l'épitaxie par jets chimiques (E.J.C.), technique autorisant des dopages de l'ordre de 10^{20} atomes de Carbone avec un contrôle très satisfaisant.

Outre le problème de réalisation des couches, les performances des T.B.H. sont étroitement liées à la technologie de réalisation du composant. Deux grandes familles technologiques ont émergé :

- la technologie multi-mesa
- les technologies auto alignées.



Nous allons donc présenter l'état de l'art des réalisations actuelles concernant l'application du T.B.H. GaAlAs/GaAs dans le domaine de la puissance.

II.1.1 La technologie multi-mesa :

Il s'agit de la première technologie développée pour la réalisation des T.B.H. L'accès à la couche de base (appelé mesa d'émetteur) ainsi que l'accès au collecteur (mesa de base) sont réalisés par gravure humide ou sèche. L'isolation électrique des composants est obtenue, soit par une dernière gravure des couches actives jusqu'au substrat semi-isolant, soit par une implantation ionique de Bore ou de Protons. Les prises de contact sont réalisées à l'aide d'alliages métalliques qui sont typiquement, de l'Au/Ge/Ni pour une zone dopée N (émetteur et collecteur) et de l'Au/Zn pour une zone dopée P (base). La figure II.1 présente une vue en coupe schématique d'un T.B.H. réalisé au C.N.E.T. en technologie multi-mesa [1].

La non sélectivité de gravure de l'hétérojonction GaAlAs/GaAs rend très difficile le contrôle précis de l'arrêt sur la couche de base lors de la réalisation du mesa d'émetteur. De plus, la base étant mince (entre 500 et 1500 Å) il y a le risque de pénétrer cette couche (augmentation de la résistance de base), ou, au pire, de la dépasser. L'introduction du GaInP dans la couche d'émetteur permet, grâce à la sélectivité de la gravure de ce matériau par rapport au GaAs, de contrôler l'arrêt sur la base.

Toutefois nous montrerons, lors du chapitre consacré à notre processus de réalisation, que l'interférométrie laser couplée à la gravure ionique réactive permet également de réaliser des gravures très précises, dans le cas de l'hétérojonction GaAlAs/GaAs.

A partir d'une technologie classique multi-mesa, les résultats obtenus par le C.N.E.T. Bagnaux pour l'amplification de puissance à 1,8 Ghz avec le composant présenté figure II.2, sont une puissance de sortie de 1,8W pour un rendement en puissance ajoutée (R.P.A.) de 60 % [2].

La technologie classique souffre cependant d'éléments parasites liés à la présence d'un espacement important entre le pied du mesa d'émetteur et le contact de base (cf figure II.1). La limite inférieure possible quant aux dimensions de la distance émetteur-base est fixée par l'alignement en photolithographie optique (de l'ordre de $1\mu\text{m}$). Les éléments parasites concernés qui nuisent aux performances fréquentielles du T.B.H. sont d'une part, la résistance d'accès à la base liée à la création d'une zone latérale entre émetteur et base (cf R_{bb} figure I.4), et d'autre part l'augmentation des courants de recombinaison en surface générés dans la zone exposée entre émetteur et base. L'importance de ces courants est sensible dans le cas des structures de très petites dimensions (largeur d'émetteur de l'ordre de ou inférieure à $2\mu\text{m}$) pour lesquelles le rapport périmètre/surface de la jonction émetteur-base croît.

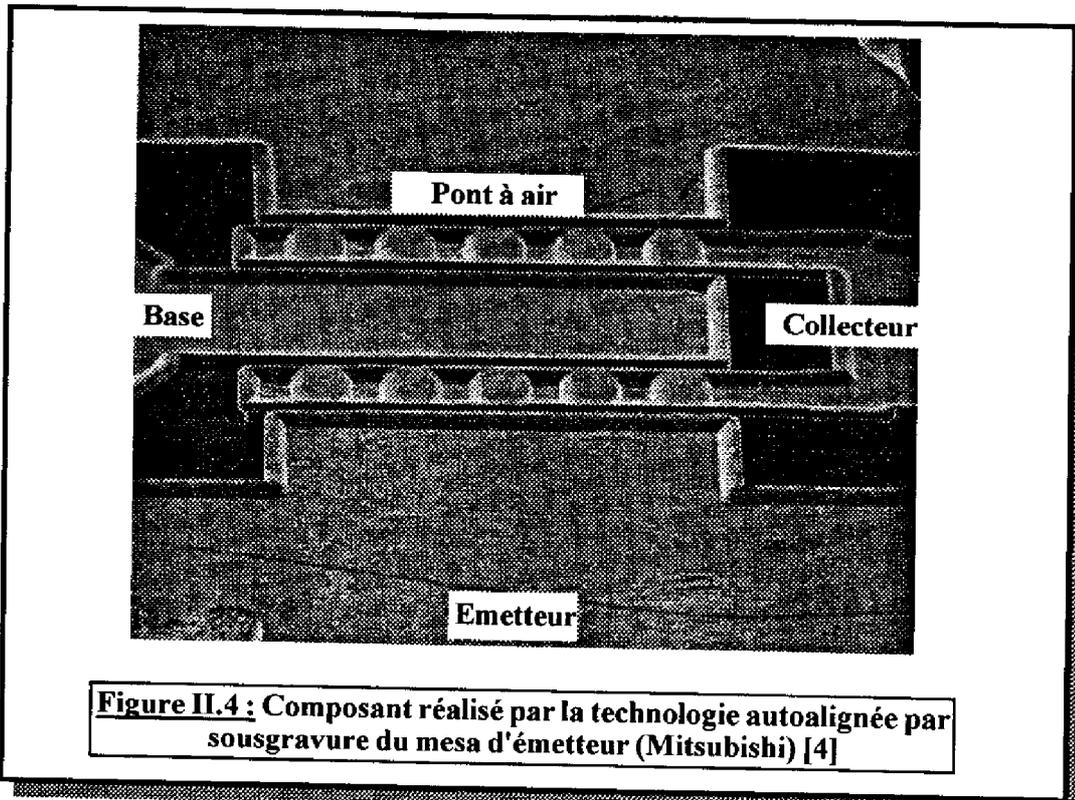


Figure II.4 : Composant réalisé par la technologie autoalignée par sousgravure du mesa d'émetteur (Mitsubishi) [4]

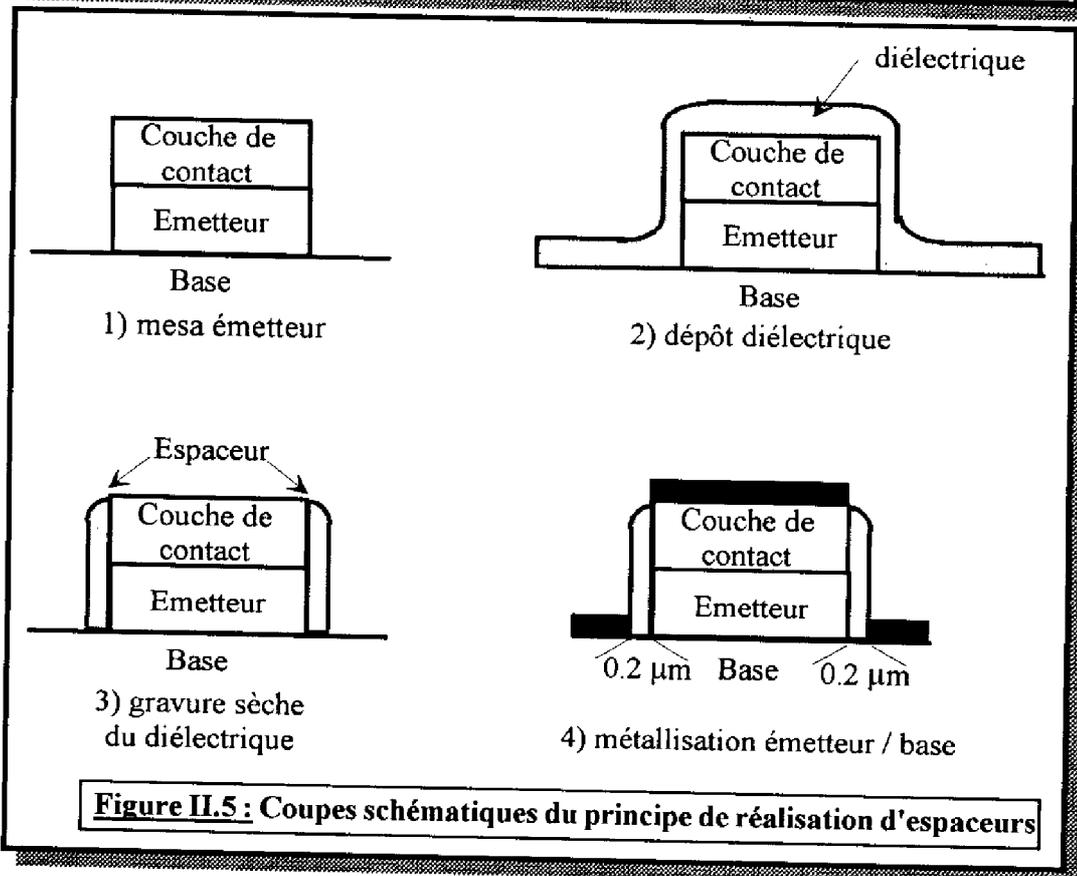


Figure II.5 : Coupes schématiques du principe de réalisation d'espaces

Différentes technologies ont été développées ces dernières années avec pour souci principal la réduction des dimensions, en particulier de la distance émetteur-base, et la passivation des zones surfaciques exposées. Ce sont ces technologies, dites auto-alignées, que nous allons décrire. Nous ne présenterons que les plus significatives de la tendance technologique actuelle.

II.1.2 Les technologies auto-alignées :

L'auto-alignement des métallisations d'émetteur et de base, qui permet une réduction des éléments parasites extrinsèques, peut être réalisé selon deux techniques :

- l'utilisation d'un profil sous-gravé du mesa d'émetteur,
- la mise en oeuvre d'espaceurs.

a) La technologie auto-alignée par sous-gravure du mesa d'émetteur :

Cette technique combine les deux outils de gravure que sont la gravure sèche et la gravure humide. Le principe est le suivant : le contact d'émetteur servant de masque d'attaque, on procède à la gravure des couches d'émetteur par gravure ionique réactive (G.I.R.), jusqu'à une distance de l'ordre de $0.1 \mu\text{m}$ avant la couche de base. La couche d'émetteur restante est alors enlevée par une attaque chimique qui permet d'assurer la sous-gravure latérale de l'émetteur. On dépose ensuite la métallisation de base autour du contact d'émetteur. Cette technique est schématisée sur la figure II.3. Il est clair que le profil de sous-gravure doit être parfaitement maîtrisé pour éviter tout court-circuit émetteur-base lors du dépôt du contact de base.

Utilisée par Texas Instruments pour la réalisation d'un transistor à deux doigts d'émetteur de $2 \times 10 \mu\text{m}^2$ [3], cette technologie a donné un f_{max} de 20 GHz et un f_T de 25 GHz. Les mesures en puissance, dans le montage base-commune à une fréquence de 10 GHz indiquent 80 mW en sortie, avec 4dB de gain et 23 % de R.P.A.

Mitsubishi [4], avec un composant à 10 doigts d'émetteur de $1.5 \times 20 \mu\text{m}^2$ (figure II.4) a obtenu un f_{max} de 40 GHz et f_T de 42 GHz. En montage émetteur-commun, à 12 GHz, ces T.B.H. fournissent une puissance de sortie de 1 W pour un gain de 7.2 dB et un R.P.A. de 66.9 %.

b) La technologie auto-alignée avec utilisation d'espaceurs :

La technique précédente souffre de la difficulté à contrôler de façon reproductible la profondeur de sous-gravure et à réaliser des métallisations émetteur-base sans court-circuit. L'utilisation d'espaceurs permet de pallier ces inconvénients.

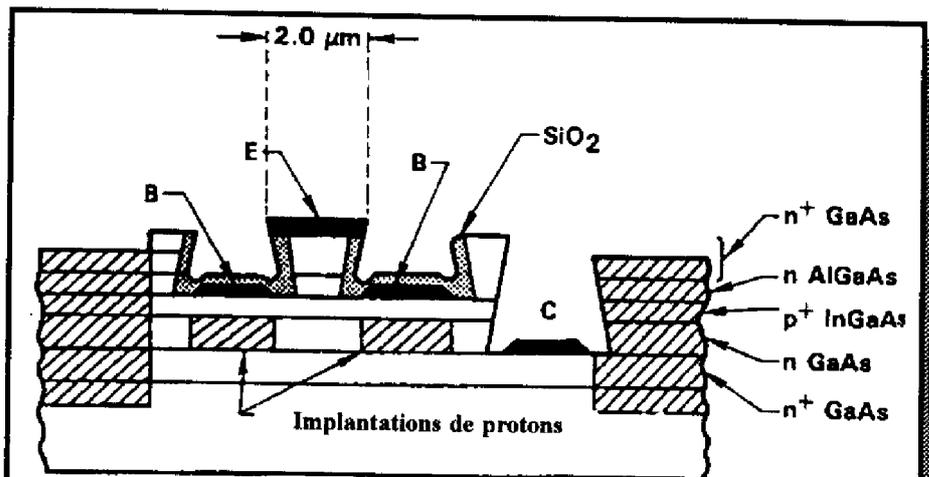


Figure II.6 : Vue en coupe d'un composant réalisé par autoalignement avec espaceurs (Rockwell)

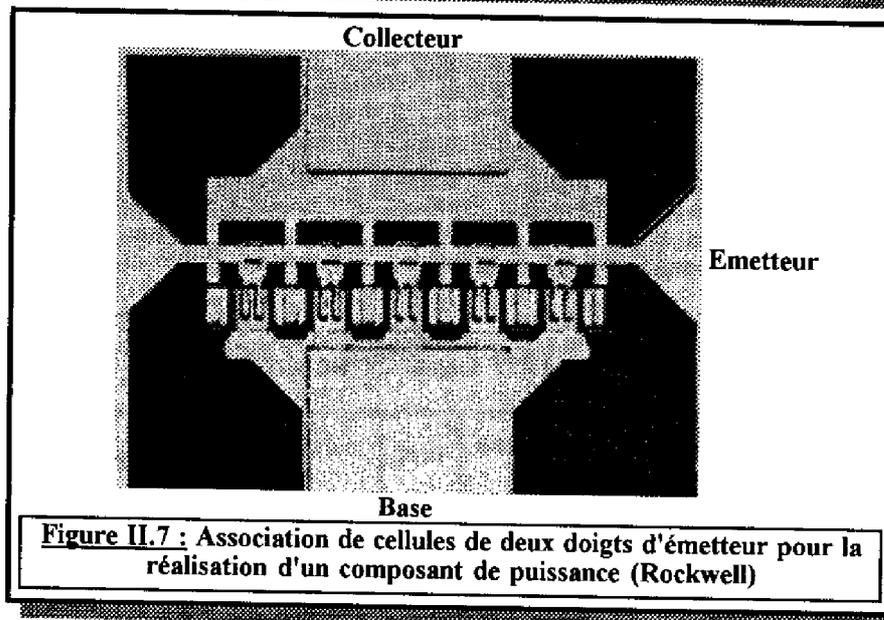


Figure II.7 : Association de cellules de deux doigts d'émetteur pour la réalisation d'un composant de puissance (Rockwell)

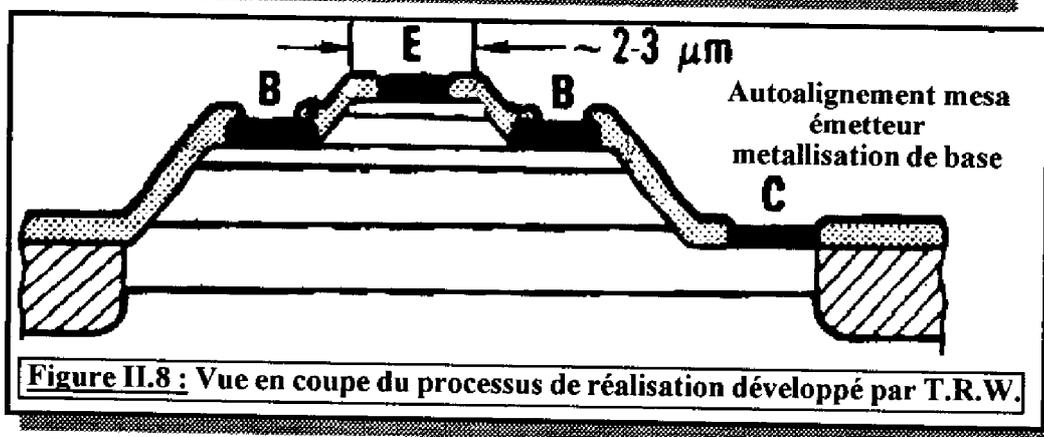


Figure II.8 : Vue en coupe du processus de réalisation développé par T.R.W.

La figure II.5 schématise le principe de base de cette technique. Après une gravure sèche verticale du mesa d'émetteur, un diélectrique (SiO_2 ou Si_3N_4) est déposé sur toute la plaquette. Par une gravure sèche adéquate, on attaque le diélectrique de façon à le laisser uniquement sur les flancs du mesa et assurer ainsi l'isolation latérale du mesa. La distance émetteur-base peut être ramenée, par ce procédé, à $0.2 \mu\text{m}$ ce qui va dans le sens de la réduction de la résistance transversale de base recherchée.

Appliquée à la réalisation de composants de petites dimensions, doigt d'émetteur de $1 \times 5 \mu\text{m}^2$, cette technologie a permis aux laboratoires N.T.T. (Japon) [5] d'obtenir une fréquence maximale d'oscillation f_{max} de 63 Ghz et une fréquence de transition f_T de 90 Ghz. Toutefois, ces dispositifs sont plus adaptés aux circuits rapides qu'aux applications de puissance.

Différentes variantes de cette technologie ont été proposées ces dernières années. La société Rockwell (U.S.A.) a développé un procédé d'auto-alignement par double lift-off pour application à la puissance [6]. La figure II.6 présente une vue en coupe d'un composant. Une même résine sert de masque à la fois pour la sous-gravure d'émetteur, le dépôt et le lift-off du métal base et du diélectrique pour les espaceurs. Des cellules constituées d'un transistor à deux doigts d'émetteur sont alors associées entre elles pour obtenir un dispositif de puissance (figure II.7). Pour des doigts d'émetteur de $2 \times 10 \mu\text{m}^2$ une cellule présente un f_{max} supérieur à 100 Ghz et un f_T de 60 Ghz. Un composant de trois cellules délivre, à 18 Ghz, en montage émetteur commun, une puissance de 170 mW pour un gain de 6.2 dB et un rendement en puissance ajoutée de 48.5 %. Dans les mêmes conditions, l'association de cinq cellules donne respectivement 385 mW, 9.7 dB, et 41.3 % en montage base-commune.

La figure II.8 présente une vue en coupe des transistors réalisés par T.R.W. (U.S.A.) [7], premier fondeur commercial dans le domaine des T.B.H. GaAlAs/GaAs. Un composant d'aire d'émetteur $3 \times 60 \mu\text{m}^2$ délivre à 12 Ghz une puissance de l'ordre de 250 mW pour un gain de 7 dB et un R.P.A. de 34 %.

Il est à noter que toutes ces technologies font appel pour les prises de contacts et la définition des plots de test, à la technique des ponts à air (cf figure II.4).

II.1.3 Les autres technologies de réalisation des T.B.H. :

Aux deux grandes familles technologiques que nous venons de présenter il convient d'ajouter les processus de fabrication qui font appel à l'implantation ionique. Leur but est la planarisation des composants pour une meilleure intégration.

L'utilisation de reprise d'épitaxie sélective sur la base et sur le collecteur visant également la planarisation est à l'étude [1].

Ces technologies sont toutefois plus adaptées aux performances fréquentielles qu'à l'obtention de puissance. Elles ne sont pas l'objet de notre étude.

II.1.4 Conclusion :

La technologie multi-mesa et les technologies auto-alignées permettent, aujourd'hui, d'obtenir des résultats intéressants tant au niveau fréquentiel qu'en terme de puissance. L'ensemble des performances que nous venons de présenter sont regroupées dans le tableau qui suit :

Technologie	Origine	Technique d'épitaxie	Structure d'émetteur	f _{max} f _T (GHz)	Puissance de sortie (W)	Gain linéaire (dB)	R.P.A. (%)	Remarques
Multi-mesa	C.N.E.T. [2]	M.O.C.V.D	30 doigts de 3x20 μm ²	25 20	1.8	?	60	Mesures à 1.8 GHz
Auto alignée avec sous-gravure	Texas Instrument [3]	E.J.M.	2 doigts de 2x10 μm ²	20 25	0.8	4	23	Mesures à 10 GHz en base commune
	Mitsubishi [4]	E.P.V.O.M.	10 doigts de 1.5x20 μm ²	40 42	1	7.2	66.9	Mesures à 12 GHz
Auto alignée avec espaceur	N.T.T. [5]	E.J.M.	1 doigt de 1.5x5 μm ²	63 90				Structure non adaptée pour la puissance
	Rockwell [6]	E.J.M.	cellules de 2 doigts de 2x10 μm ²	>100 60	0.170	6.2	48.5	A 18 GHz pour un transistor à 3 cellules (montage émetteur-commun)
					0.385	9.7	41.3	A 18 GHz pour un transistor à 5 cellules (montage base-commune)
T.R.W. [7]	E.J.M.	1 doigt de 3x60 μm ²	20 40	0.25	7	34	Mesures à 12 GHz	

Tableau II.1 : Performances obtenues avec différentes technologies de réalisation des T.B.H. GaAs/GaAlAs.

II.2 CONCEPTION D'UN TRANSISTOR BIPOLAIRE HYPERFREQUENCE DE PUISSANCE GaAlAs/ GaAs

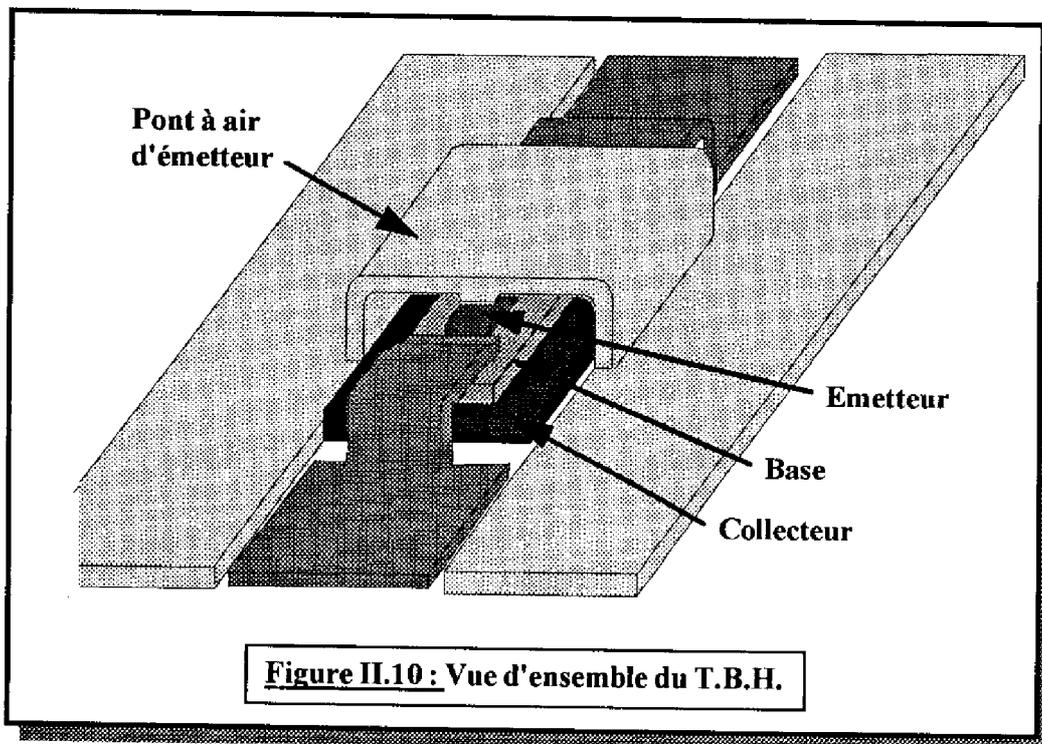
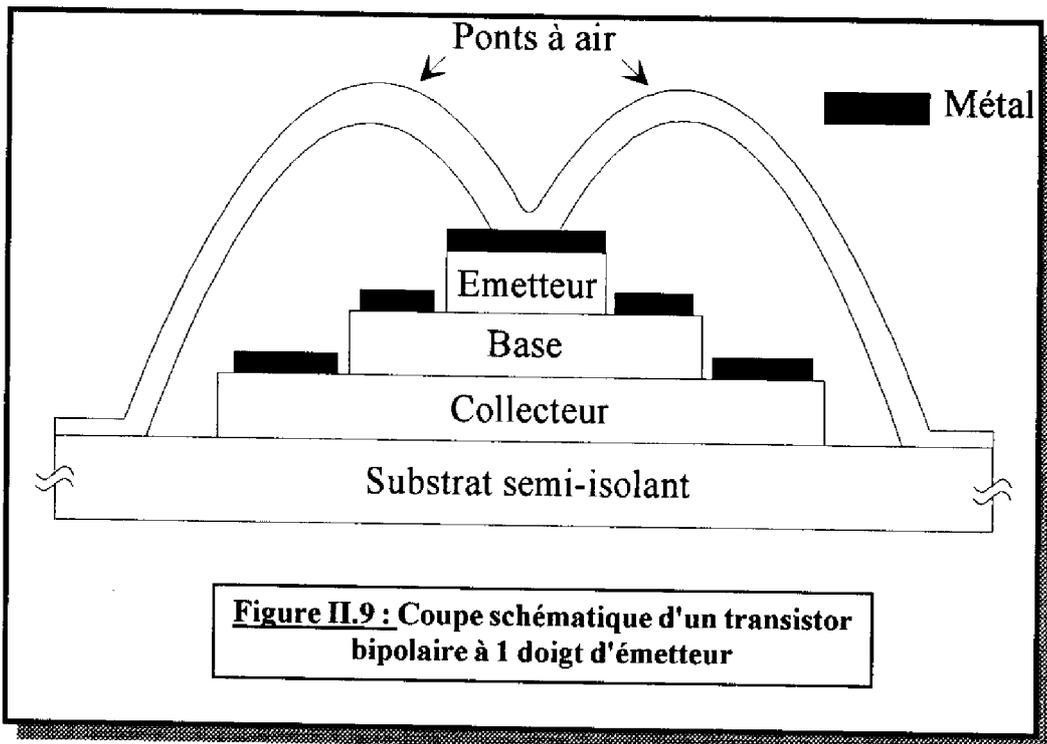
II.2.1 Structure générale :

L'analyse du comportement des T.B.H. de puissance s'appuyant sur l'étude des phénomènes électriques et thermiques qui limitent les performances pour les technologies existantes, a servi de base à la conception de nouveaux dispositifs bipolaires de puissance. Il a été tenu compte des résultats déjà acquis dans l'équipe sur les structures réalisées sur substrat GaAs N⁺ [8] et des moyens technologiques à notre disposition au laboratoire.

En ce qui concerne les techniques d'auto-alignement nous nous sommes trouvés confrontés à deux problèmes : le dépôt de diélectrique d'une part, la sous-gravure par attaque chimique d'autre part. Pour le premier point il n'y a pas au laboratoire de moyen de dépôt de nitrure de Silicium (Si₃N₄) ou d'oxyde de Silicium (SiO₂) adaptés à nos dispositifs GaAs, les techniques de dépôt par L.P.C.V.D. (Low Pressure Chemical Vapor Deposition) n'étant disponibles que pour les dispositifs Silicium. Pour les gravures par voie humide, les attaques sélectives GaAs/GaAlAs et GaAlAs/GaAs classiquement utilisées au laboratoire ne sont pas adaptées à nos structures épitaxiées pour lesquelles les jonctions sont graduelles et le taux d'Aluminium de la couche d'émetteur est inférieur à 0.4 ($x_{Al}=0.28$) [9]. Nous avons donc abandonné l'hypothèse de développer pour ces travaux une technologie auto-alignée entre émetteur et base.

Seule était envisageable la filière classique multimesa. Dans ces conditions, la principale limitation technologique était la résolution de la photolithographie optique, de l'ordre de 1 μ m. Notre but étant de fiabiliser une nouvelle technologie sur substrat GaAs semi-insulant, nous nous sommes affranchis des problèmes d'alignement entre les différents niveaux de masquage en considérant des transistors de dimensions superficielles relativement importantes. Elles restent cependant compatibles avec notre souci de réaliser des transistors de puissance fonctionnant à 2 Ghz (télécommunications portables).

Les dimensions des doigts d'émetteur ont été réduites de moitié par rapport au premier dispositif de puissance développé dans l'équipe, et sont de 10x200 μ m². Afin d'évaluer les potentialités d'une filière hyperfréquence de puissance à base de T.B.H., nous avons conçu des transistors interdigités (cf chapitre I.1.3.b) présentant différentes géométries à 1,4,16 et 32 doigts d'émetteur. La prise de contact sur le transistor s'effectuera au moyen de ponts à air, le plus important étant celui d'émetteur puisqu'il permet d'assurer une injection du courant uniforme dans la structure (cf chapitre I.4). La figure II.9 présente la coupe schématique d'un transistor bipolaire à 1 doigt d'émetteur en technologie multimesa. La figure II.10 quant à elle montre une vue d'ensemble et en perspective du dispositif, où apparaît plus précisément la



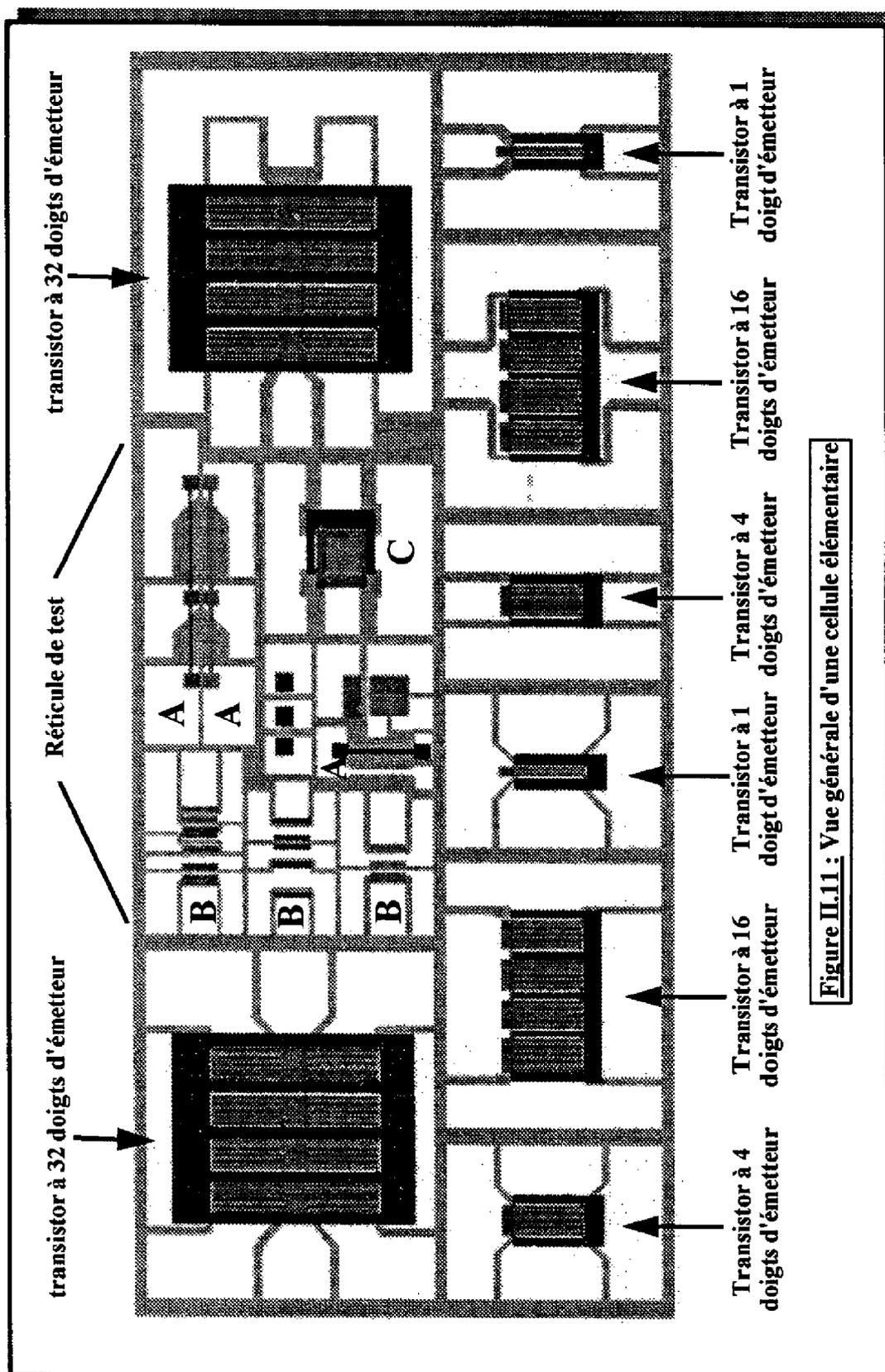
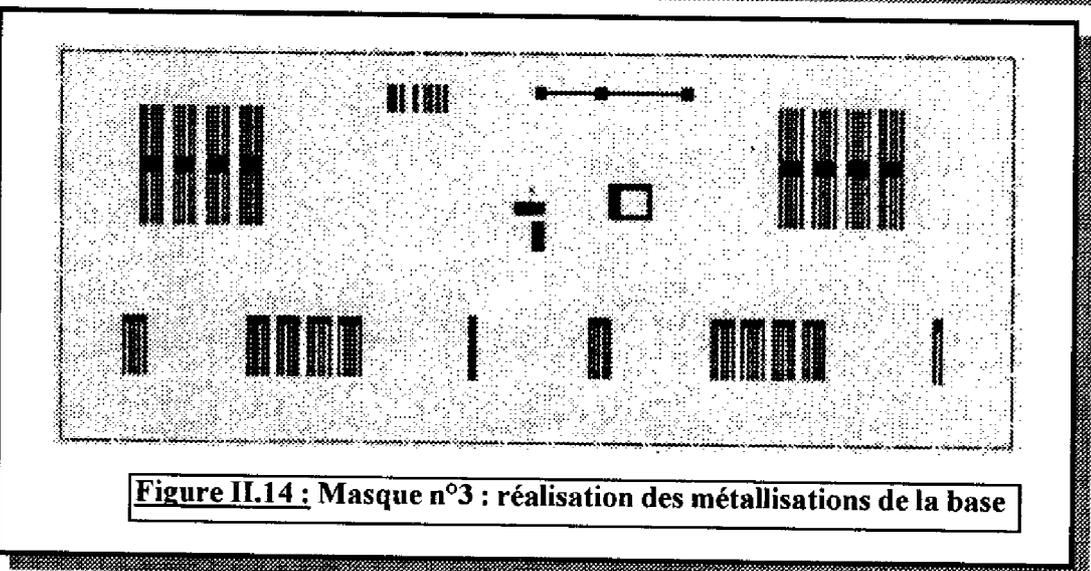
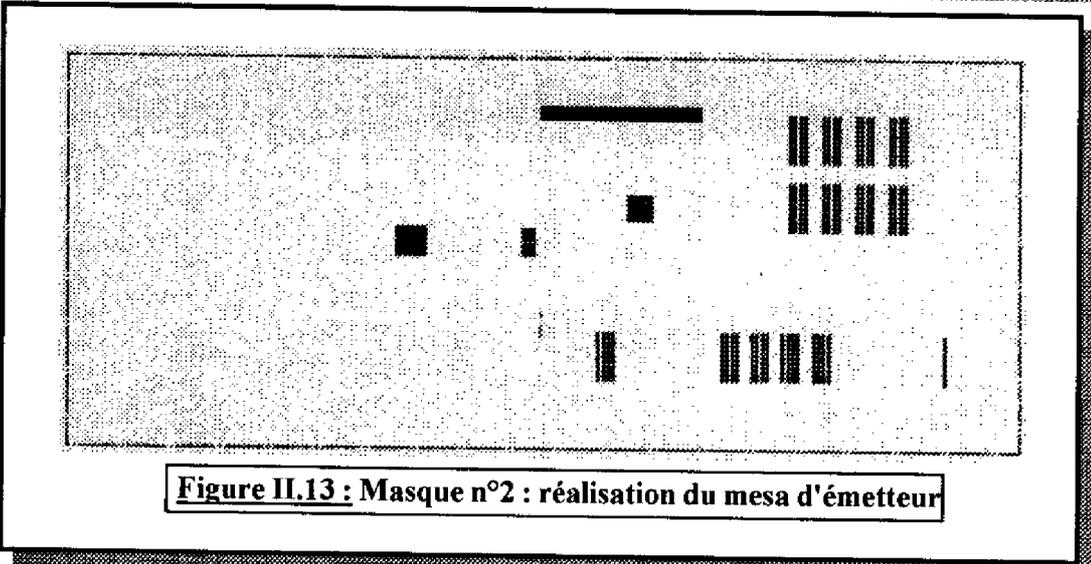
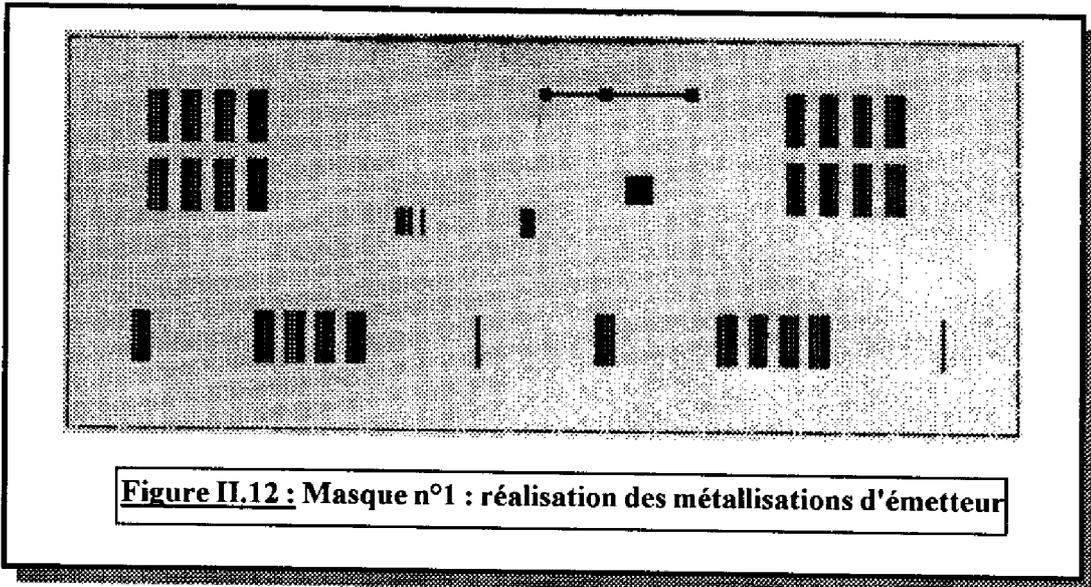


Figure II.11 : Vue générale d'une cellule élémentaire



topologie envisagée pour les ponts à air d'émetteur, de base, et de collecteur dans le cas d'une structure unitaire. Il a donc été conçu, à l'aide du logiciel CRE-MASQ[10] développé au laboratoire, un nouveau jeu de masques.

La figure II.11 présente une vue d'ensemble du réticule élémentaire. Il comprend les 4 types de transistors, en deux exemplaires, ainsi qu'un réticule où sont rassemblés des éléments assurant l'évaluation de la technologie en cours de processus de réalisation. Les principaux motifs de test permettent de mesurer la résistivité des métallisations de contact (motif type A), les résistivités de contact ainsi que la résistance par carré des couches grâce à des motifs T.L.M. (motif type B). Un transistor carré de grandes dimensions (motif type C) permet, par la mesure du gain en courant, de vérifier le bon fonctionnement des structures, donc la validité des couches épitaxiées avant les phases finales de prise de contact. Ces éléments seront détaillés ultérieurement.

II.2.2 Conception des masques de photo-lithographie :

A partir de la structure générale de la figure II.9 nous avons défini l'enchaînement des étapes technologiques nécessaires à la réalisation des composants de la manière suivante :

- métallisation et gravure de l'émetteur,
- métallisation et gravure de la base,
- métallisation et gravure du collecteur,
- réalisation des ponts à air,
- prises de contact.

Nous allons présenter les différents niveaux de masques que nous avons réalisés.

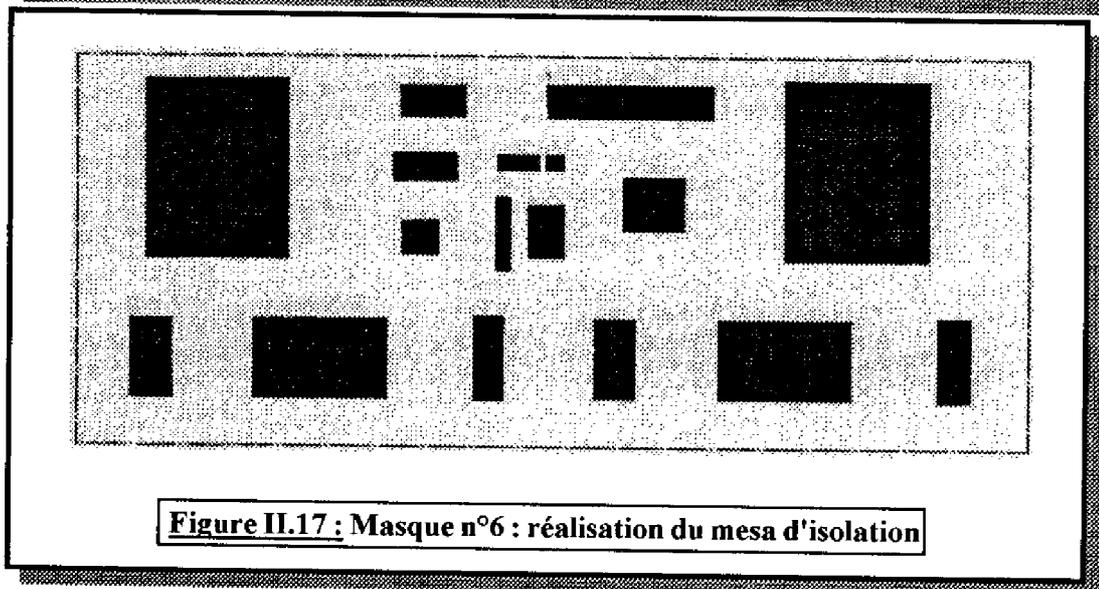
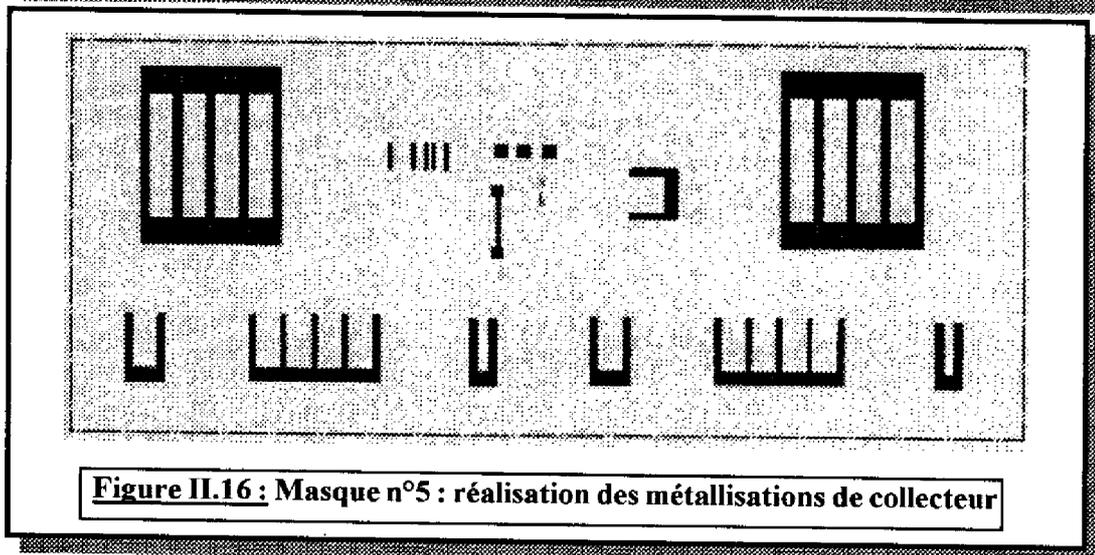
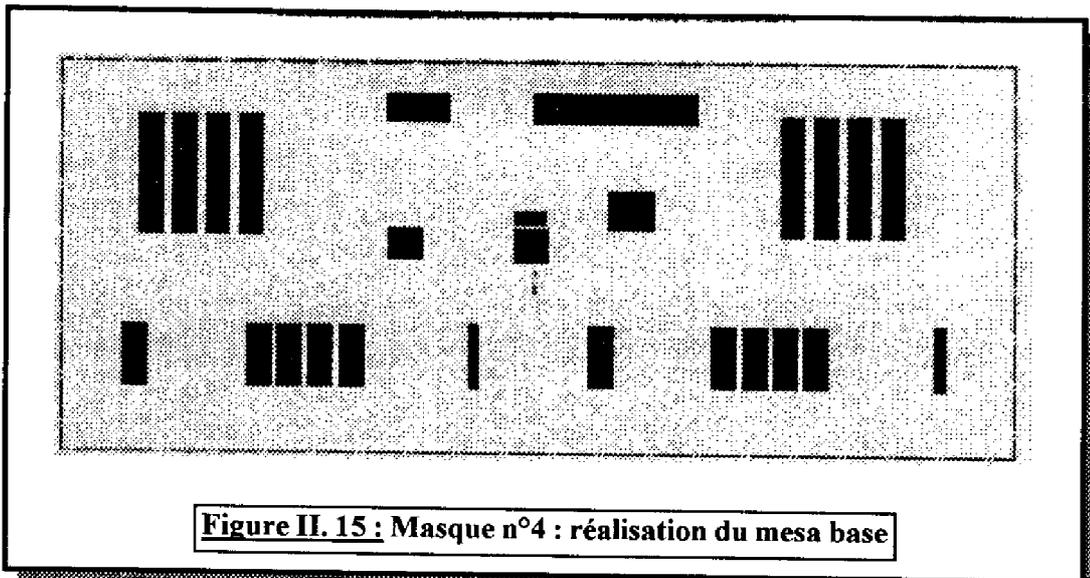
a) Métallisation d'émetteur :

Il s'agit de définir les zones de métallisation qui constitueront les doigts d'émetteur de nos composants (figure II.12). Les doigts d'émetteur ont une aire de $10 \times 200 \mu\text{m}^2$, et sont espacés de $10 \mu\text{m}$ dans les structures interdigitées.

Les transistors à 16 et 32 émetteurs sont obtenus par association de cellules de base que sont des transistors à 4 doigts d'émetteur, cellules espacées de $50 \mu\text{m}$.

b) Gravure de l'émetteur :

Cette étape, appelée mesa d'émetteur, nous conduit par le biais d'une gravure sèche jusqu'à la couche de base. Compte tenu de son excellente tenue à la gravure ionique réactive (G.I.R.) le métal d'émetteur peut servir de masque pour la gravure.



Toutefois la couche d'émetteur devant être protégée pour les motifs de test, une étape de photolithographie est nécessaire. Nous avons donc choisi de protéger la moitié des transistors interdigités par de la résine afin de comparer les deux types de masquage pour l'émetteur : résine ou métal (figure II.13).

Ce masquage partiel des doigts d'émetteur présente aussi l'avantage de prévenir de trop importantes réflexions parasites lors de l'interférométrie laser (cf III.3.4).

c) Métallisation de la base :

Il s'agit, avec le masque représenté sur la figure II.14, de délimiter les métallisations permettant la prise de contact sur la couche de base. Les doigts de base ont une longueur de 210 μm pour une largeur de 6 μm dans la zone active, et sont interdigités avec ceux d'émetteur. L'alignement entre base et émetteur s'effectue donc à 2 μm près, contrainte compatible avec les 1 μm de résolution de la photolithographie optique. Une forme en U permet d'assurer la prise de contact base sur la partie latérale du transistor.

d) Gravure de la base:

Le masque de la figure II.15 permet, après gravure sèche, l'accès à la couche de sub-collecteur. Ce mesa s'étend à 4 μm de part et d'autre des doigts de base extérieurs.

e) Métallisation du collecteur :

C'est à l'aide du masque présenté figure II.16 que l'on réalise les prises de contact métalliques sur la couche de sous-collecteur. L'alignement à ce niveau n'étant pas critique comparé à celui entre mesa d'émetteur et métal de base, nous avons fixé la distance entre le métal de collecteur et le mesa de base à 5 μm .

f) Gravure d'isolation :

Il convient à ce stade du processus d'isoler les composants entre eux. Cela est réalisé en gravant la couche de sous-collecteur, autour des composants, jusqu'à atteindre le substrat semi-isolant (cf figure II.17).

Pour plus de clarté, l'ensemble des niveaux de masque présentés jusqu'alors est regroupé sur la figure II.18 pour une structure à quatre doigts d'émetteur.

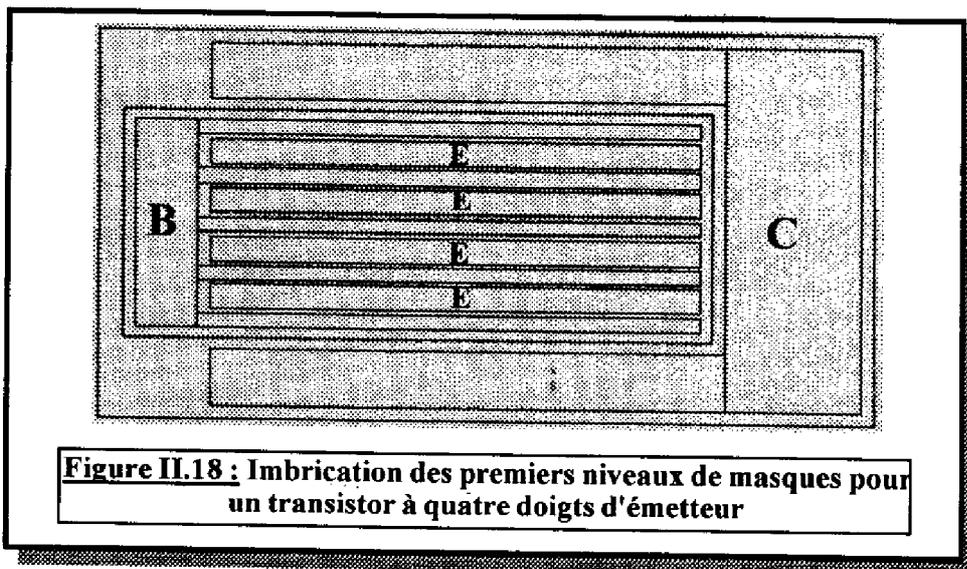


Figure II.18 : Imbrication des premiers niveaux de masques pour un transistor à quatre doigts d'émetteur

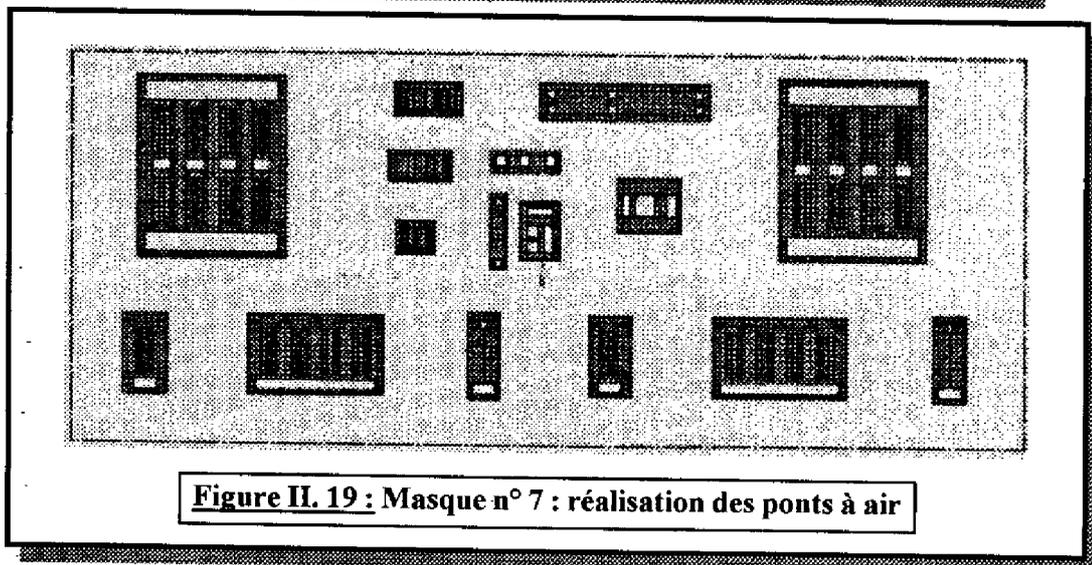


Figure II.19 : Masque n° 7 : réalisation des ponts à air

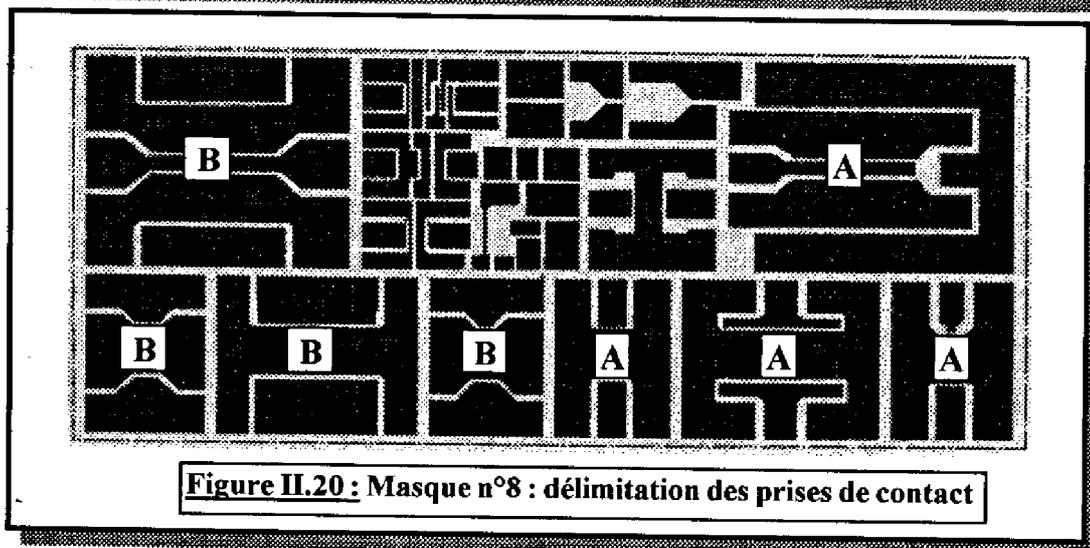


Figure II.20 : Masque n° 8 : délimitation des prises de contact

g) Réalisation des ponts à air :

Le masque de la figure II.19 permet la réalisation des ponts à air grâce auxquels va s'effectuer la prise de contact sur les zones actives des composants. Les ouvertures de contact sur les doigts d'émetteur ont une aire de $6 \times 80 \mu\text{m}^2$, ce qui laisse $2 \mu\text{m}$ de part et d'autre de la largeur du doigt. Les ouvertures de contact de base et de collecteur sont moins critiques à mettre en oeuvre car elles sont réalisées sur les zones extérieures aux zones actives. La résine photosensible présente sur le reste des zones actives permettra grâce à un profil adéquat la réalisation des ponts à air (cf III.4).

h) Délimitation des prises de contact :

Ce dernier niveau (figure II.20) permet de délimiter des plots extérieurs de prise de contact. Pour chacune des structures nous avons défini un motif approprié aux mesures sous pointes (motif A : plages de métallisations compatibles avec les bancs de caractérisation HF), et un autre au montage (motif B).

I.2.3 Les motifs de test :

Pour chacune des grandes étapes technologiques, réalisation de l'émetteur, de la base, du collecteur, nous avons prévu des tests afin de mesurer :

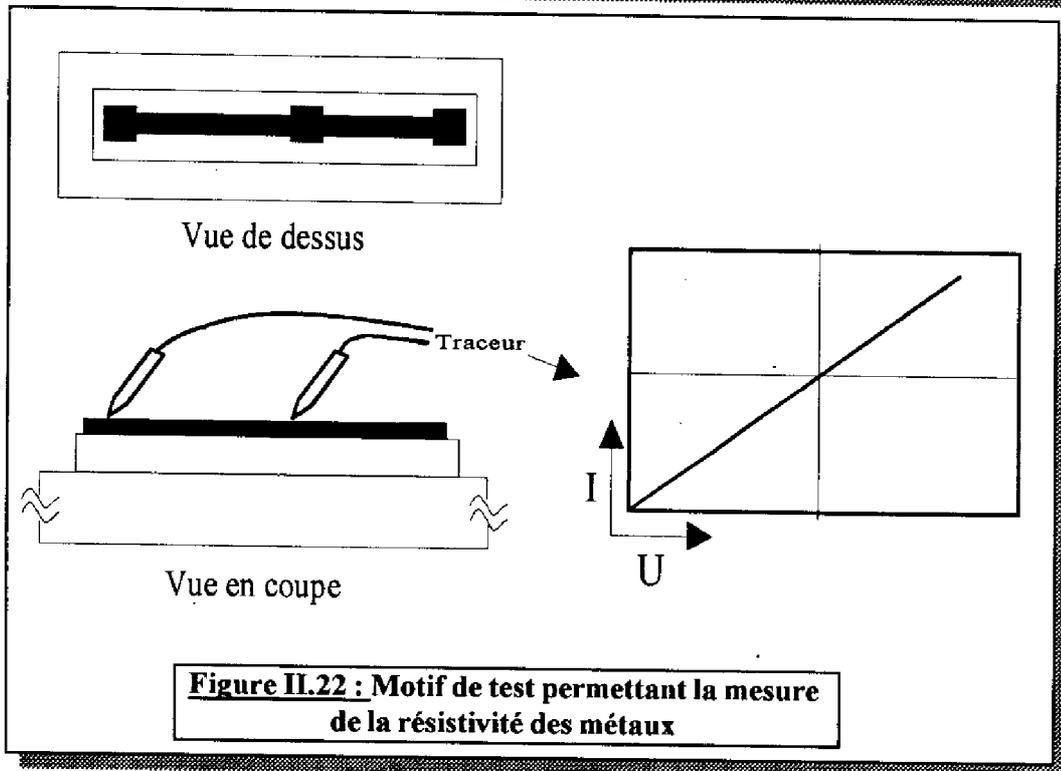
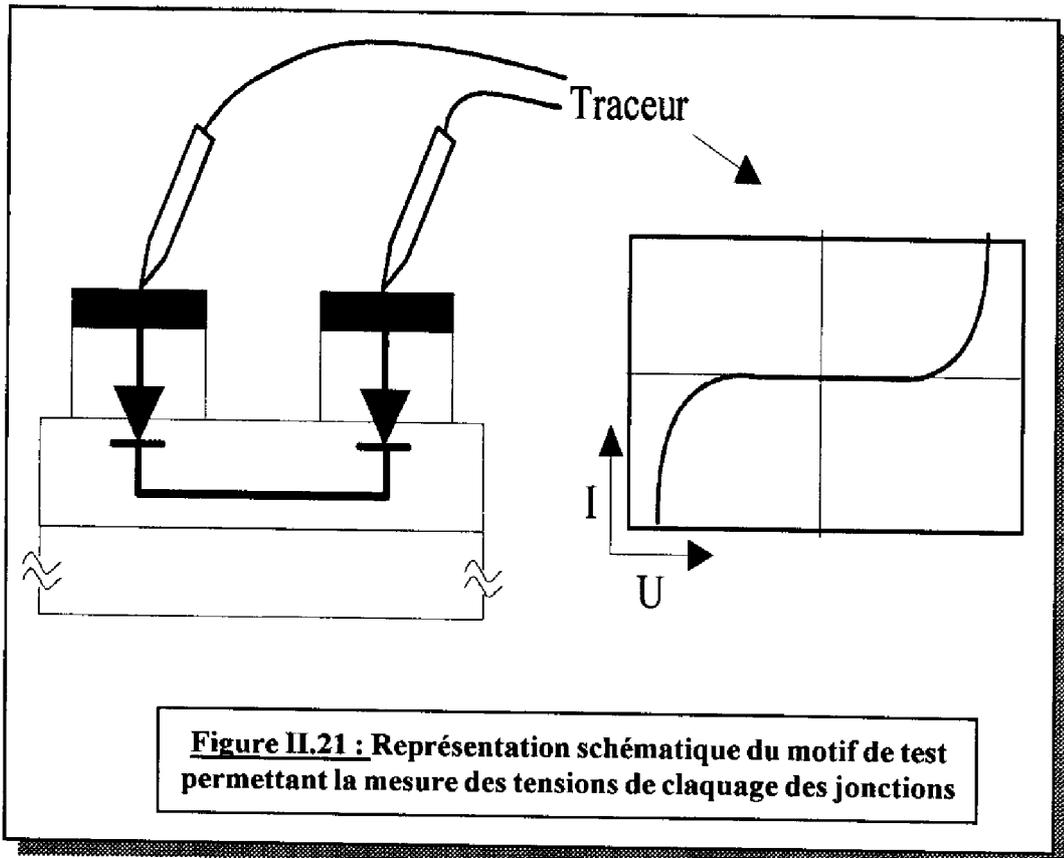
- les tensions de claquage des jonctions,
- la résistivité des métallisations de contact,
- la résistivité des couches.

Nous allons brièvement décrire la structure et l'usage de ces motifs de test.

a) Mesure des tensions de claquage des jonctions :

Comme l'indique schématiquement la figure II.21 dans le cas de la jonction émetteur-base, il suffit de réaliser deux plots métalliques séparés par une gravure pour avoir accès, par mesures sous pointes et à l'aide d'un traceur, à la tension de claquage.

On trouve sur les différents niveaux de masquage les motifs permettant les mesures des tensions émetteur-base (masques ① et ②), base-collecteur (masques ③ et ④), et la vérification de l'isolation des composants (masques ⑤ et ⑥). Il est ainsi possible de vérifier que les différentes zones sont effectivement atteintes après gravure.



b) Mesure de la résistivité des métaux :

Comme nous l'avons vu (I.2.2) l'accroissement des performances passe par l'obtention de faibles résistances de contact. Il est donc nécessaire de connaître les résistivités des métaux. Pour ce faire nous avons réalisé pour chaque métallisation des motifs de 200 et 300 μm de long pour 10 μm de large (motifs A, figure II.11). Chacun des motifs est isolé lors de la gravure qui suit le dépôt métallique. La figure II.22 schématise ces barres de test pour la métallisation d'émetteur.

c) Mesure de la résistivité des couches : motifs T.L.M. :

La méthode des motifs T.L.M. (Transmission Line Model) utilisée pour la mesure des résistivités des couches est largement répandue [8,11]. Nous ne rappellerons ici que le principe de base.

Les motifs T.L.M. sont constitués de barrettes métalliques espacées par des intervalles croissants, la couche active étant délimitée par un mesa (figure II.23.a). La variation de la résistance R mesurée sous pointes entre deux contacts adjacents en fonction de l'espacement l qui les sépare vérifie la loi :

$$R(l) = 2R_c + R_{sh} \frac{l}{W} \quad (\text{II.1})$$

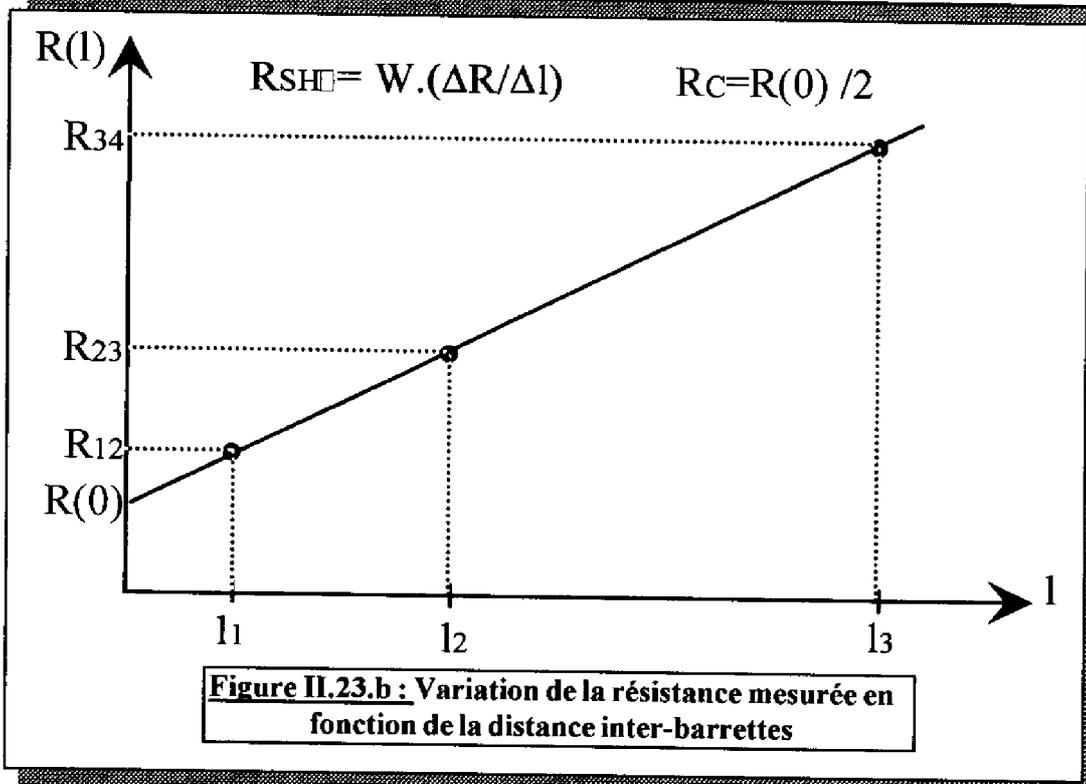
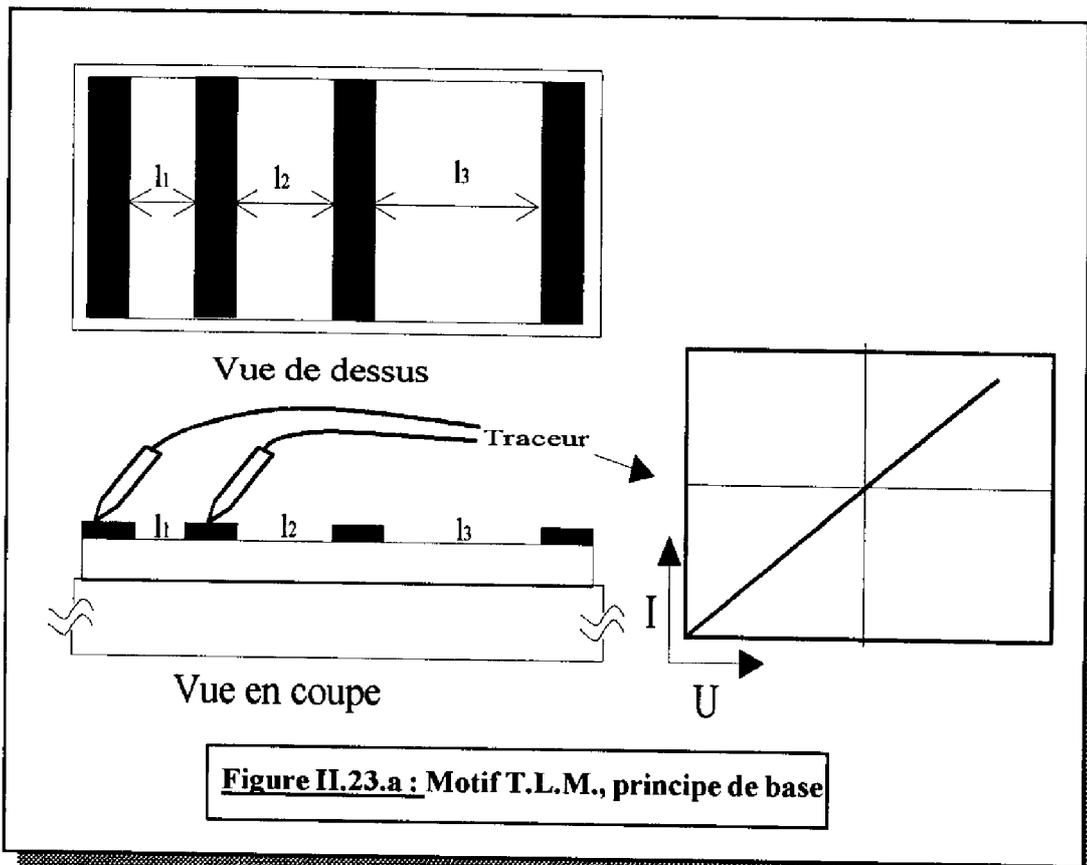
dans laquelle R_c est la résistance de contact d'une barrette métallique, R_{sh} la résistance carré de la couche semiconductrice, et W la largeur d'une barrette. Le tracé des variations de $R(l)$ est reporté sur la figure II.23.b. L'ordonnée à l'origine de cette droite nous donne donc R_c , alors que la pente nous renseigne sur R_{sh} .

Une étude déjà menée au laboratoire [8] nous permet à l'aide d'un programme informatique simple de remonter jusqu'à :

- R_{sk} la résistance carrée de la couche sous le contact,
- ρ_c la résistance spécifique de contact sans tenir compte de la longueur de transfert L_T ,
- ρ_c la résistance spécifique de contact en tenant compte de L_T .

La confrontation de L_T avec la largeur du contact nous renseigne sur l'efficacité du contact lorsque celui-ci correspond à une injection latérale dans la configuration du transistor (cas des contacts de base et de collecteur).

Pour nos structures, le motif T.L.M. d'émetteur est réalisé lors des niveaux de masquage ① et ② avec des métallisations de $10 \times 100 \mu\text{m}^2$ séparées par 10, 20, et 40 μm . Ce même motif



est reproduit sur les masques ③ et ④ pour l'étude de la base. Enfin, le motif de collecteur (masques ⑤ et ⑥) présente des espacements de 20,40, et 60 μm .

d) Transistor de test :

Pour le suivi et l'évaluation de la technologie nous avons prévu la réalisation d'un transistor test carré de grandes dimensions superficielles (motif C, figure II.11), non critiques pour l'alignement (aire d'émetteur $100 \times 100 \mu\text{m}^2$).

Cette structure simple permet, dès la définition des trois zones d'émetteur de base et de collecteur, de mesurer sous pointes les performances statiques du transistor (gain en courant, tenue en tension). On peut évaluer ainsi les couches épitaxiées et la technologie secondaire (en particulier les gravures mesa) en comparant ces relevés intermédiaires aux prévisions théoriques.

CONCLUSION

Nous avons, dans ce chapitre, présenté l'état de l'art des différentes technologies de fabrication des T.B.H. GaAlAs/GaAs de puissance.

Forts de cette analyse et en tenant compte de nos objectifs ainsi que de nos moyens de réalisation nous avons présenté la conception de transistors de puissance sur substrat semi-isolant. Nous avons opté pour une filière multi-mesa interdigitée sans auto-alignement.

A partir de la structure générale du dispositif, nous avons pu définir les différentes étapes nécessaires à sa mise en oeuvre. Les masques de photolithographie ont été détaillés en portant notre attention sur les divers motifs de test indispensables pour l'optimisation et la validation de notre processus technologique (motifs T.L.M. pour les contacts ohmiques, tests pour les gravures de mesa, ...).



CHAPITRE II : REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] D. ZERGUINE
"Elaboration d'une technologie planar par reprise d'épitaxie sélective par jets chimiques pour T.B.H. GaInP/GaAs."
Thèse de Docteur de l'Université Paris VII, CNET Bagneux, avril 1994
- [2] J.O. PLOUCHART, H. WANG, C. PINATEL, M. RIET, P. BERDAGUER, C. DUBON-CHEVALIER.
"HBT MMIC's for L band mobile radiocommunications."
IEEE MTT-S digest, 1994, pp 1187-1190
- [3] B. BAYRAKTAROGLU, N. CAMILLERI, H.D. SHIH, H.Q. TSENG.
"AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistor with 4 W/mm power density at X-band."
IEEE MTT-S digest, 1987, pp 969-972
- [4] T. SHIMURA, M. SAKAI, A. INOUE, and al.
"1 W Ku-band AlGaAs/GaAs power HBTs with 72% peak power added efficiency."
IEEE MTT-S digest, 1994, pp 687-690
- [5] K. NAGATA, O. NAKAJIMA, T. NITTONO, Y. YAMAUCHI, T. ISHIBASHI.
"A new self aligned technology using bridged base electrode for small scaled AlGaAs/GaAs HBT's."
IEEE Transactions on Electron Devices, vol 39, N°8, august 1992, pp 1786-1791
- [6] N.L. WANG, N.H. SHENG, W.J. HO, M.F. CHANG, G.J. SULLIVAN, J.A. HIGGINS, P.M. ASBECK.
"18 Ghz high gain, high efficiency power operation of AlGaAs/GaAs HBT."
IEEE MTT-S digest, 1990, pp 997-1000
- [7] M.E. KIM, A.K. OKI, G.M. GORMAN, D.K. UMEMOTO, J.B. CAMOU.
" GaAs heterojunction bipolar transistor device and IC technology for high performance analog and microwave applications."
IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, vol 37, N°9, september 1989
- [8] T. CAMPS
"Conception et réalisation de transistors bipolaires hyperfréquence de puissance à hétérojonction GaAs/GaAlAs."
Thèse de Docteur 3° cycle, n°920, Université Paul Sabatier, Toulouse, juin 1991
- [9] X.S. WU, L.A. COLDREN, J.L. MERZ
"Selective etching characteristics of H.F. for GaAlAs/GaAs."
Electronics Letters, vol 21, n° 13, pp 558-559, juin 1985
- [10] C. SOLANO
"TOM 3 Conception CAO des masques par logiciel CRE-MASQ."
LAAS 1990

- [11] G.K. REEVES, H.B. HARRISON
"Obtaining the specific contact resistance from transmission line model measurements."
IEEE Electronics Devices Letters, vol EDL-3, n° 5, pp 111-113, mai 1982

CHAPITRE III

REALISATION TECHNOLOGIQUE :

MISE EN OEUVRE ET OPTIMISATION



INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à la description détaillée du processus technologique de fabrication des nouveaux dispositifs de puissance. Nous présenterons les différentes techniques utilisées et mises en oeuvre pour ce faire.

Suite aux résultats théoriques du chapitre I, nous insisterons plus particulièrement sur les étapes critiques pour l'obtention de performances dynamiques intéressantes, à savoir : la minimisation des éléments parasites tels que les résistances d'accès, le contrôle de la gravure du mesa d'émetteur pour l'accès à la base.

Nous présenterons donc les études menées pour l'optimisation des contacts ohmiques, pour la mise au point d'un procédé de gravure fiable et reproductible, ainsi que d'une technique de réalisation des ponts à air.

Notons que les résultats que nous présentons ont été obtenus sur des substrats épitaxiés soit au laboratoire, soit dans les fonderies commerciales KOPIN et QED.

III.1 REALISATION DES COUCHES

La fabrication des couches des T.B.H. est la première étape du processus technologique. Parmi les diverses techniques d'épitaxie disponibles (cf chapitre II.1) nous avons utilisé l'E.J.M. Nous allons brièvement en rappeler les principales propriétés.

Nous présenterons ensuite les conditions nécessaires à la réalisation de couches de T.B.H. GaAs/GaAlAs, en insistant sur les particularités liées à de telles structures.

III.1.1 Principe général et propriétés de l'E.J.M. :

a) Principe général :

L'E.J.M. est une technique de croissance qui fait appel à la réaction et à la condensation de flux d'atomes à la surface d'un substrat porté à une température bien déterminée, le tout se déroulant dans une enceinte à ultravide.

Dans notre cas les cellules d'évaporation donnant naissance au flux d'atomes ou de molécules sont au nombre de cinq :

- Gallium,
- Aluminium,
- Arsenic (As₄),
- Beryllium (dopant de type accepteur),
- Silicium (dopant de type donneur).

b) Propriétés :

Cette technique de croissance présente divers avantages :

- un bon état de surface (peu de défauts superficiels),
- une bonne reproductibilité,
- une faible vitesse de croissance (de l'ordre de $1\mu\text{m.h}^{-1}$) permet un contrôle très précis de l'épaisseur des couches (à 3% près). Le contrôle de cette vitesse s'obtient en travaillant en excès d'As (élément V), ce sont alors les flux de Ga et d'Al (éléments III) qui gouvernent à la fois la cinétique de croissance et la composition métallurgique des composés ternaires et binaires,
- le bon contrôle de la composition qui permet de réaliser des interfaces graduelles ou abruptes, ainsi qu'une large plage de niveaux de dopage,
- la possibilité d'utiliser de relativement faibles températures de croissance (500 à 600°C), ce qui favorise la minimisation des mécanismes de diffusion notamment lorsqu'il est mis en oeuvre des couches fortement dopées,
- les analyses in-situ (pyrométrie, diffraction des électrons de haute énergie) qui permettent une éventuelle correction des paramètres en cours de croissance.

III.1.2 Réalisation des structures :

L'équipement d'E.J.M. disponible au laboratoire est du type "RIBER 2300". Sa mise en oeuvre ayant fait l'objet de nombreux travaux [1,2], nous allons simplement décrire les différentes étapes nécessaires à la croissance de l'hétérostructure spécifique de nos composants.

Rappelons ici que pour le transistor bipolaire visant l'application à l'amplification hyperfréquence de puissance, les exigences de la structure épitaxiale qui revêtent la plus grande importance sont:

i) de bonnes propriétés électriques - mobilité et durée de vie des porteurs - dans l'ensemble de la structure mais surtout dans la zone de base et à l'interface métallurgique et électrique émetteur-base, pour que soient minimisés les mécanismes de recombinaisons dans le volume de la base (bon facteur de transport) et dans la zone de transition de la jonction émetteur-base (faibles courants parasites qui ne participent pas à l'effet transistor);

ii) une bonne localisation de la base en GaAs de type P (Beryllium) et fortement dopée ($3 \text{ à } 5 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$), qui sépare deux régions faiblement dopées N (Silicium, 10^{17} cm^{-3} pour l'émetteur et 10^{16} cm^{-3} pour le collecteur). En effet le transistor bipolaire peut perdre tous les avantages apportés par la mise en oeuvre d'une hétérojonction lorsque la jonction électrique est délocalisée dans la région à grande bande interdite (si tel est le cas, on doit s'attendre à une dégradation de l'efficacité d'injection qui peut altérer le comportement du dispositif : réduction du gain en courant, stockage des porteurs dans l'émetteur, etc...). Un

déplacement de la jonction électrique vers le collecteur induit quant à lui une augmentation du temps de transit des porteurs.

a) Préparation du substrat :

Le bon état de surface des couches épitaxiées dépend avant tout de la préparation du substrat de GaAs. Cette préparation mise au point au laboratoire [3] consiste en une décontamination par attaque chimique oxydante sous rayonnement ultraviolet (U.V.O.C.S.) juste avant l'introduction du substrat dans le bâti. On provoque ensuite la décomposition de cet oxyde de surface en chauffant le substrat jusqu'à une température de l'ordre de 600°C. Cette étape se fait sous flux d'As pour prévenir l'évaporation préférentielle de celui-ci.

b) Réalisation de la couche de collecteur :

La première étape est la croissance du collecteur. Cette étape ne présente pas de particularité notable. Elle se fait sous un flux d'As double de celui de Ga à une température de 580°C et une vitesse de croissance de $1\mu\text{m.h}^{-1}$, conditions apparues comme optimales pour la qualité cristalline de cette couche épaisse. La couche tampon entre le substrat et le sous-collecteur assure une bonne cristallinité et la stabilisation des paramètres de croissance. Un sous-collecteur fortement dopé permet d'obtenir un bon contact ohmique (cf III.2.1.a) et minimise la résistance intrinsèque de la couche. Le faible dopage et la grande épaisseur du collecteur contrôlent la tension de claquage des composants.

c) Réalisation de la couche de base :

Depuis l'introduction du Beryllium comme dopant de type P dans le système GaAlAs élaboré par E.J.M., la redistribution de cet élément pendant ou après la croissance a été mise en évidence et caractérisée par de nombreux auteurs. Elle devient significative dans les conditions de croissance habituelles dès que la concentration devient supérieure à quelques 10^{18}cm^{-3} et trouve son origine dans deux phénomènes distincts :

i) une diffusion conventionnelle pouvant être interprétée par un simple modèle "substitutionnel-interstitiel" et en observant par ailleurs que celle-ci est nettement plus marquée dans le GaAlAs que dans le GaAs [4],

ii) un entraînement de dopant pendant la croissance causé par une accumulation superficielle et la ségrégation sur le plan de croissance [5].

Dès lors pour minimiser cette redistribution parasite nous nous sommes attachés à déterminer les conditions spécifiques et optimales qui s'articulent d'une manière complémentaire comme suit :

1) nous avons adopté le principe classique qui consiste à séparer le Beryllium de base du GaAlAs d'émetteur par un "espaceur" intentionnellement non dopé dans lequel la concentration du dopant résultant de la diffusion et/ou de l'entraînement décroît rapidement. L'épaisseur de cette couche tampon a pû être affinée jusqu'à une centaine d'Angstroms;

2) un excès d'arsenic dans un rapport flux d'As sur flux de Ga de l'ordre de 40, nettement supérieur à la condition de travail usuelle, favorise l'incorporation du dopant en sites substitutionnels stables en générant de nombreuses vacances de l'élément Ga [4,6];

3) l'intérêt d'une mise en oeuvre de substrats dont l'orientation nominale <100> est légèrement désorientée - de 2° à 4° - vers l'orientation <111> de type A (celle qui expose sur les fronts de marches atomiques les atomes de Gallium présentant une seule liaison pendante) a été démontré plus récemment [7]. Cette structure de surface de croissance privilégie également le processus d'incorporation en sites substitutionnels plutôt qu'en sites interstitiels d'une part, et minimise les mécanismes de ségrégation en surface d'autre part;

4) la réduction de la température du substrat à 530°C minimise directement la diffusion au cours de la croissance même de la région de base. Notons toutefois que ce choix résulte d'un compromis puisque dans le même temps on doit accepter une réduction de la durée de vie des porteurs minoritaires qui est liée à l'accroissement des recombinaisons non radiatives [8];

5) enfin, pour maintenir une bonne qualité cristalline du GaAs élaboré à la température plus faible que nous venons de mentionner, il convient de réduire aussi la vitesse de croissance à 0.2 $\mu\text{m.h}^{-1}$.

d) Réalisation de la couche d'émetteur :

L'émetteur est constitué d'une part de l'émetteur dit "actif" en GaAlAs relativement peu dopé raccordé à la base par une zone de composition métallurgique graduelle sur quelques centaines d'Angstroms, et d'autre part d'une couche de GaAs fortement dopée qui conditionne l'obtention de bons contacts ohmiques.

Alors que la température optimale de croissance du ternaire se situe dans la plage 680-700°C (ceci pour réduire la contamination par l'oxygène résiduel inhérent à la forte réactivité de l'aluminium à cet élément), il est impératif de limiter cette consigne à 580°C pour minimiser encore les effets d'un recuit de la région de base. Ceci est par ailleurs conforté en reprenant une vitesse de croissance relativement grande de l'ordre de 1.4 $\mu\text{m.h}^{-1}$ ($v_{\text{GaAs}} = 1\mu\text{m.h}^{-1}$ et $v_{\text{AlAs}} \approx 0.4 \mu\text{m.h}^{-1}$) pour réaliser une concentration en Al de 30%.

Enfin la couche de reprise de contact est réalisée après une adaptation métallurgique graduelle pour s'affranchir de l'effet redresseur caractéristique de l'hétérojonction isotype GaAlAs (N) / GaAs (N) abrupte. Le fort dopage Silicium ($N^{++} \sim 10^{19}\text{cm}^{-3}$) souhaité dans cette région impose le choix d'une température de croissance beaucoup plus faible et de l'ordre

de 450°C, ici pour réduire le taux de compensation entre les sites donneurs Si_{Ga} et les sites accepteurs Si_{As} [9].

III.1.3 Présentation et caractérisation des couches épitaxiées :

Le tableau III.1 présente une structure type de T.B.H. élaborée sur substrat semi-isolant.

couche	type	% d'Al	Dopage (cm ⁻³)	Epaisseur (μm)
Contact d'émetteur	N ⁺ (Si)	0	9.10 ¹⁸	0.1
Gradualité	N ⁺ (Si)	0→28	2.10 ¹⁸	0.08
Emetteur	N (Si)	28	10 ¹⁷	0.15
Gradualité	N (Si)	28→0	10 ¹⁷	0.06
Espaceur	N.I.D.	0		0.01
Base	P ⁺ (Be)	0	5.10 ¹⁹	0.1
Collecteur	N (Si)	0	10 ¹⁶	1
Souscollecteur	N ⁺ (Si)	0	2.10 ¹⁸	1
Tampon	N.I.D.	0		0.1

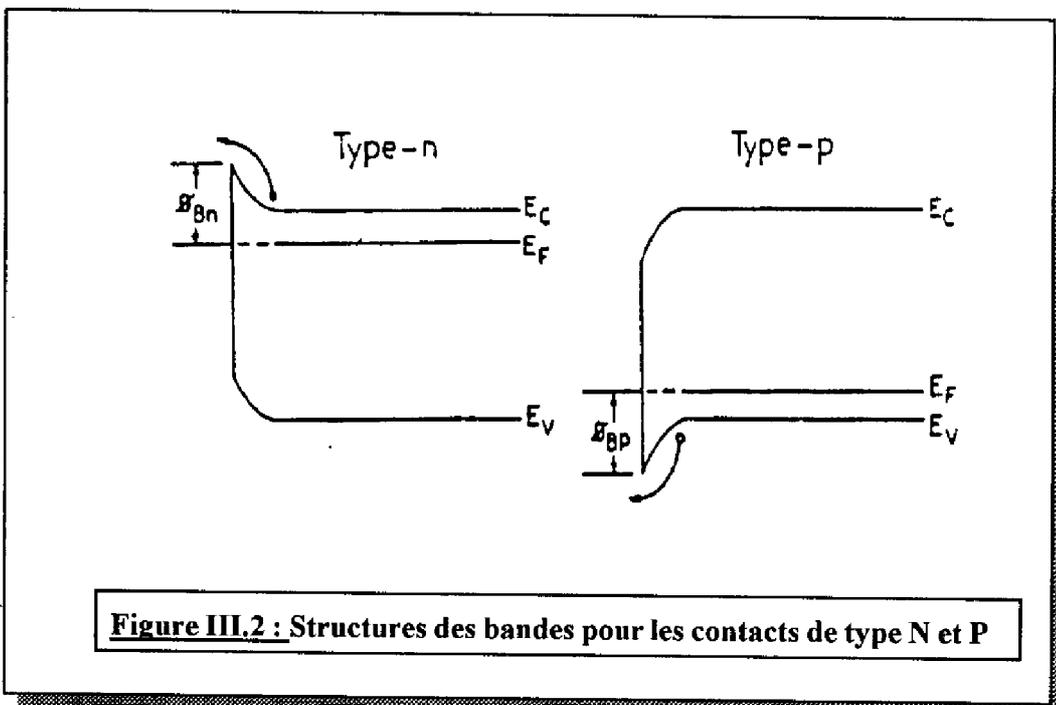
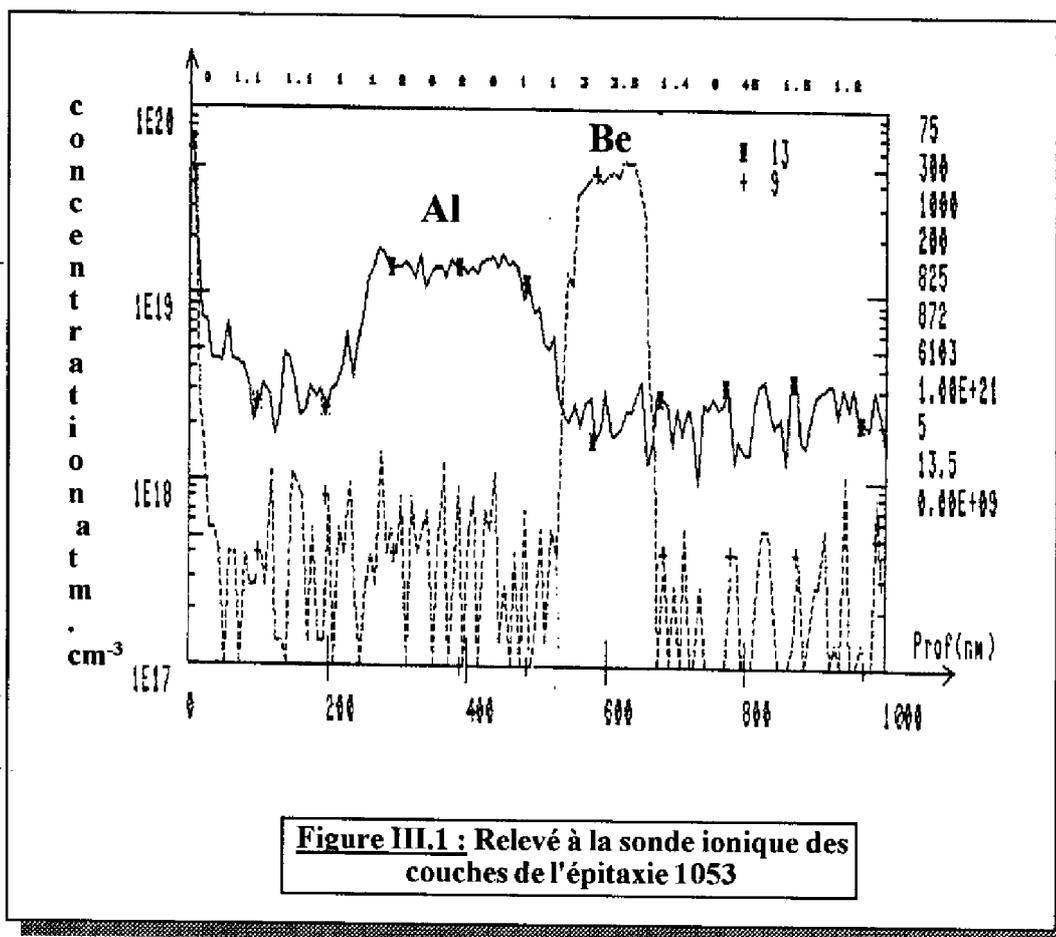
Tableau III.1 : Hétérostructure typique pour T.B.H. élaborée par E.J.M.

Les dopages et épaisseurs de la couche de collecteur permettent l'obtention de tensions de claquage satisfaisantes pour nos applications. De même les paramètres de la couche de base permettent un compromis entre l'obtention d'une faible résistance du matériau et un temps de transit assurant un gain en courant satisfaisant. Toutefois ces paramètres ne sont pas figés, ils seront ensuite modifiés au cours de notre étude afin d'évaluer et d'améliorer les performances des composants. La synthèse des modifications sera abordée lors de la présentation des résultats (chapitre IV).

Des observations au Microscope Electronique à Balayage (M.E.B.) ont permis de vérifier qu'une précision de 3% est généralement atteinte au niveau des épaisseurs.

Les relevés effectués à la sonde ionique dont un exemple est reproduit sur la figure III.1 permettent de vérifier la bonne distribution des dopages à travers la structure. On peut remarquer notamment que le Be reste confiné dans la couche de base.

C'est à partir de telles couches que nous avons entrepris l'optimisation des diverses étapes du processus de fabrication de nos composants.



III.2 REALISATION DES METALLISATIONS DE PRISE DE CONTACT

La réalisation des prises de contact sur les zones actives est une étape majeure de tout processus de fabrication de composants. Les performances fréquentielles des transistors bipolaires et plus particulièrement des T.B.H. GaAlAs/GaAs sont en effet liées à l'obtention de faibles résistances de contact (chapitre I.2.2).

Après un rappel théorique succinct sur le contact ohmique, nous présenterons l'étude menée dans le but d'optimiser les prises de contact sur l'émetteur, la base, et le collecteur de nos dispositifs. Nos efforts ont porté tant sur les techniques de réalisation des métallisations (techniques de dépôt des métaux, photolithographie) que sur la constitution des alliages et leur comportement après recuit.

III.2.1 Le contact ohmique :

Un contact métal/semiconducteur est ohmique lorsqu'il existe une relation linéaire entre la chute de tension à ses bornes et le courant qui le traverse. Le coefficient de proportionnalité R_c est appelé résistance de contact. Le produit de R_c par l'aire du contact donne la résistance spécifique de contact ρ_c [10].

En fonction de la nature du dopage du semiconducteur (N ou P) deux cas de figures se présentent pour le diagramme des bandes. Cette situation est illustrée par la figure III.2. Pour simplifier nous ne nous intéressons qu'au contact métal/semiconducteur de type N. Le même raisonnement peut être employé pour les semiconducteurs de type P en remplaçant les électrons par des trous, et la bande de conduction par la bande de valence.

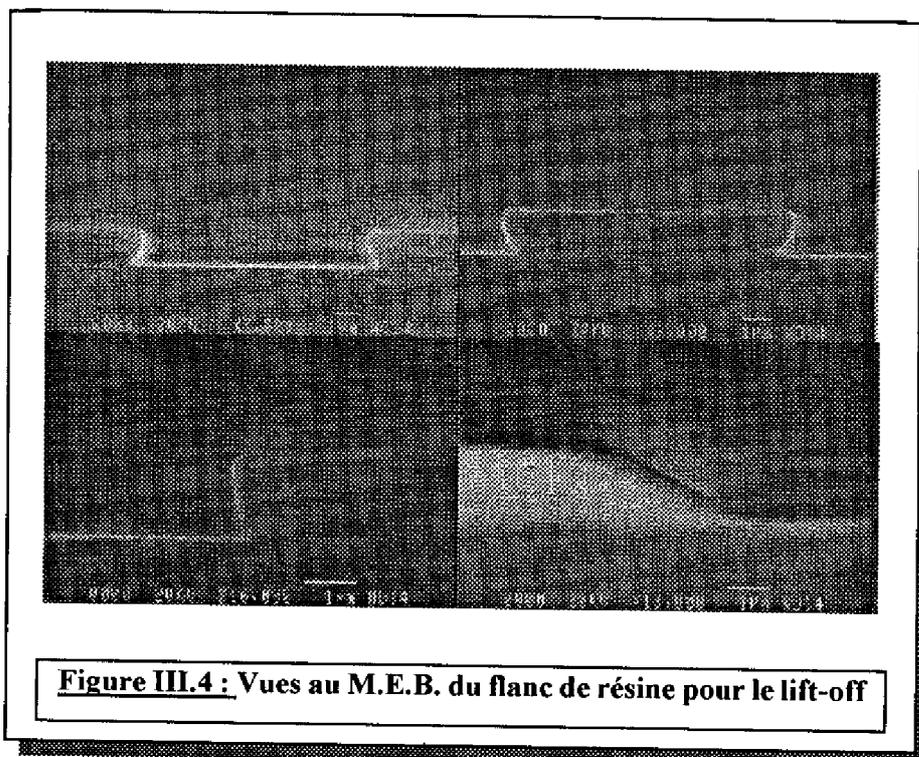
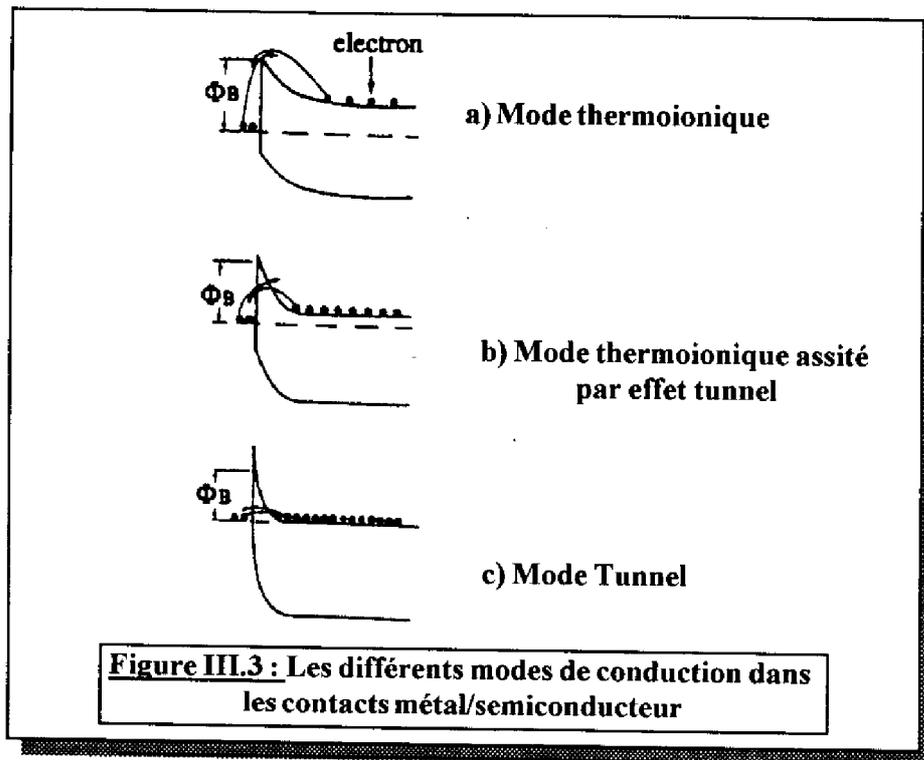
Dans un contact métal/semiconducteur trois mécanismes principaux gouvernent le passage du courant (figure III.3) :

- Le mode (a) ou émission thermoionique est dominant dans les semiconducteurs relativement peu dopés ($N_d \leq 10^{17}$ atomes.cm⁻³) : la large zone de déplétion rend difficile le passage des électrons.

- Le mode (b) dans lequel un courant tunnel s'ajoute au courant thermoionique : du fait d'un dopage plus fort (de l'ordre de 10^{18} atomes.cm⁻³), une partie des électrons traverse le haut de la barrière de potentiel par effet tunnel.

- Le mode (c) se manifeste pour les semiconducteurs fortement dopés ($N_d \geq 10^{18}$ atomes.cm⁻³) : la zone de déplétion étroite accentue le passage des électrons par effet tunnel.

Il est donc clair que l'optimisation du contact ohmique, que l'on souhaite aussi peu résistif que possible, porte sur trois points :



- i) le choix de métaux présentant un travail de sortie qui minimise la hauteur de barrière,
- ii) la mise en oeuvre de couches semiconductrices superficielles fortement dopées,
- iii) l'adjonction d'un traitement thermique qui, en réduisant la largeur de la barrière de potentiel, favorise le passage des électrons par effet tunnel.

A ces considérations intrinsèques aux contacts, il convient d'adjoindre des critères tenant compte de l'utilisation des composants :

- un contact stable qui ne se dégrade pas lors des recuits associés au processus technologique ou lors de l'auto-échauffement en cours d'utilisation,
- une bonne adhérence des métaux afin d'éviter tout arrachement lors des contraintes mécaniques,
- une bonne définition des motifs et un bon état de surface pour éviter les courts-circuits avec les zones actives voisines,
- la résistance à la corrosion inhérente au processus de réalisation et à l'environnement,
- une bonne uniformité des résistivités sur tout l'échantillon et leur reproductibilité.

III.2.2 Les techniques de réalisation :

La première étape de réalisation d'un contact est une photolithographie qui définit les zones à métalliser. Viennent ensuite la métallisation puis l'éventuel traitement thermique. Dans ce qui suit nous présentons nos travaux sur ces trois points.

a) Définition des ouvertures de contact : "lift-off"

Pour délimiter nos zones de contact nous utilisons la technique du lift-off. Lors d'une photolithographie optique on enlève la résine uniquement sur les zones où l'on désire déposer la métallisation. La présence de résine lors de la métallisation impose un dépôt à froid, en contrepartie cela nous épargne une étape de gravure des métaux.

Pour être efficace et reproductible cette méthode nécessite l'obtention de flancs de résine rentrants (figure III.4). Ce profil particulier entraîne une discontinuité du métal déposé, ce qui permet l'entière dissolution de la résine dans l'acétone et donc la suppression du métal indésirable.

La réalisation de ces flancs de résine rentrants n'est pas triviale. Il faut prendre en compte :

- la nature de la résine (viscosité, réversibilité),
- la vitesse de dépôt à la tournette, qui fixe la hauteur de la résine,
- les temps de recuit : d'évaporation des solvants, d'inversion, de durcissement,
- la nature et la température du bain de développement ainsi que la durée de cette étape pour respecter les côtes des ouvertures.

L'enchaînement des étapes que nous avons fixé découle des études déjà menées au LAAS [11]. Tous les paramètres sont regroupés sur la fiche suivante.

fiche III.1 : Paramètres de réalisation de flancs de résine rentrants pour le lift-off

- 1) Nature de la résine : Hoetsch 5218
- 2) Paramètres du dépôt à la tournette :
 - vitesse 3000 tr.mn⁻¹
 - accélération 20 000 tr.mn⁻¹.s⁻¹
 - durée 40 s
- 3) Recuit sur plaque pour l'élimination des solvants : 35 s à 100°C
- 4) Insolation de définition des motifs sous U.V. (26 mW.cm⁻²) : 2 s
- 5) Recuit d'inversion sur plaque : 35 s à 100°C
- 6) Insolation pleine plaque sous U.V. (26 mW.cm⁻²) : 4 s
- 7) Développement dans un bain de Hoetsch AZ (2) / H₂O (1) thermostaté à 20 °C : 30 s
- 8) Recuit de durcissement sur plaque : 10 s à 100°C

L'application de ce procédé nous permet d'atteindre une précision de $\pm 0.2 \mu\text{m}$ pour la délimitation des doigts d'émetteur larges de $10 \mu\text{m}$.

b) Les techniques de dépôt :

Deux techniques de métallisation sont à notre disposition au laboratoire :

- la pulvérisation cathodique ou "sputtering" (bâti "ALCATEL 450")
- l'évaporation thermique (bâti "VEECO 770").

Une étude précédente [10], dont nous reprenons les données dans le tableau III.2, montre que les métaux déposés par évaporation présentent des résistivités plus faibles. Notre choix s'est donc porté sur cette technique.

ρ_M ($10^{-5} \Omega.cm$)	Au 10000 Å	AuZn / Au 2000 Å / 8000 Å	AuGe / Ni / Au 2000 Å / 500 Å / 7500 Å	
			avant recuit	après recuit
Sputtering	1.25	1.28	1.29	8.3
Bias Sputtering	0.81	0.86	0.88	5.4
Evaporation	0.23	0.24	0.27	1.75

Tableau III.2 : Résistivité de différents métaux et alliages en fonction du mode de dépôt

c) Les techniques de recuit :

Deux alternatives s'offrent à nous, le recuit classique et le recuit rapide.

Des études récentes [12,13] ainsi que l'expérience acquise au laboratoire nous ont fait opter pour le recuit rapide. Cette technique offre de nombreux avantages :

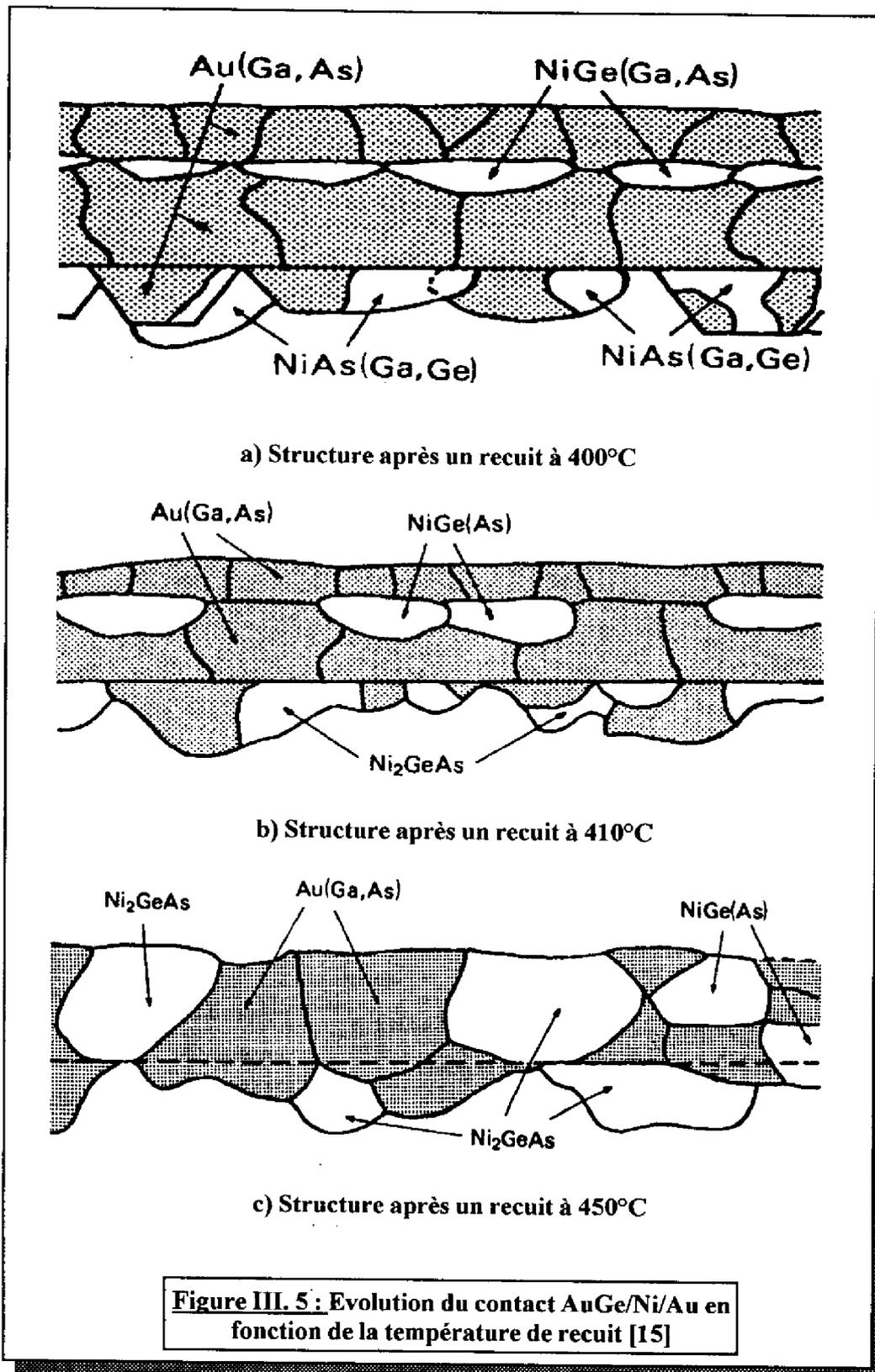
- le contrôle précis des rampes de température et des temps de recuit,
- la possibilité de réaliser des gradients élevés (de l'ordre de $100^\circ C.s^{-1}$),
- la reproductibilité du processus.

Le four dont nous disposons est du modèle "ADDAX RV 1000.3". La chambre et le porte échantillons, en quartz, sont chauffés par douze lampes halogènes réparties symétriquement par rapport à l'axe horizontal. Un système d'entrée et d'évacuation des gaz, contrôlé par des débitmètres massiques permet de travailler sous ambiance neutre. La température est régulée, conformément aux consignes introduites dans un programmeur, à l'aide d'un thermocouple Chrome/Alumel. Dans le domaine de température que nous allons explorer la précision est de l'ordre de $\pm 2^\circ C$.

Le choix des techniques de réalisation ayant été établi, nous avons entrepris l'optimisation des contacts sur nos composants tant pour les couches de type N (émetteur, collecteur) que de type P (base).

III.2.3 Optimisation des contacts sur les couches de type N :

La résistance d'émetteur joue un rôle important dans la limitation des performances de nos composants (cf I.2.2.c) et son optimisation est essentielle. Les résultats que nous exposons sont déduits des mesures effectuées sur nos échantillons à l'aide des motifs T.L.M. et des tests des métallisations présentés au chapitre II.2. Notons que la numérotation des échantillons fait référence aux différentes séries d'épitaxies réalisées.



a) Paramètres technologiques :

Le dépôt AuGe/Ni/Au est celui classiquement utilisé en technologie III-V et a fait l'objet de nombreuses études [14]. L'or est choisi pour ses qualités électriques (résistivité de $2.35 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$). Le Nickel (résistivité $6.84 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$) en diffusant jusqu'au semiconducteur lors du recuit prévient l'évaporation de l'Arsenic et du Gallium. Le Germanium (résistivité $460 \Omega \cdot \text{cm}$) sert de dopant à la surface du semiconducteur.

Les paramètres du processus de métallisation d'AuGe/Ni/Au par évaporation thermique sont regroupés dans la fiche III.2.

Fiche III.2 : Paramètres du dépôt de la métallisation
AuGe/Ni/Au par évaporation

- 1) Désoxydation dans HCl (1) / H₂O (1) pendant 30 s
 - 2) Métallisation par évaporation dans le bâti VEECO 770
- Vide limite avant le dépôt : 8×10^{-8} Torr

<u>Nature du dépôt</u>	<u>Vide de travail</u>	<u>Vitesse de dépôt</u>
Au _{0.88} Ge _{0.12}	10^{-7} Torr	$20 \text{ \AA} \cdot \text{s}^{-1}$
Ni	10^{-7} Torr	$20 \text{ \AA} \cdot \text{s}^{-1}$
Au	10^{-7} Torr	$30 \text{ \AA} \cdot \text{s}^{-1}$

- 3) Lift-off dans l'acétone
- 4) Nettoyage par plasma O₂

Le recuit est une étape difficile à maîtriser en raison des nombreuses interactions entre les matériaux constituant le dépôt. Les travaux de Kuan et al [15] nous permettent de comprendre les phénomènes qui interviennent et qui conduisent à l'alliage optimum du contact.

Après le dépôt métallique les différentes couches sont bien différenciées, avec toutefois la présence de grains d'Au de 300 Å dans l'AuGe.

Pour des températures de recuit de l'ordre de 400°C le Ni diffuse rapidement à travers l'AuGe et réagit avec l'As de la couche de GaAs pour former du NiAs. Le Ge réagit alors avec le Ni restant pour former une couche de NiGe entre les deux couches d'Au dont la taille des grains augmente (~1000 Å). Enfin du Ga diffuse dans les différents composés existants. La situation est alors celle de la figure III.5.a.

Lorsque la température atteint 410°C le Ge diffuse du NiGe dans le NiAs pour former, à la surface du semiconducteur, du Ni₂GeAs. C'est alors que le Ge joue son rôle de dopant et

que le contact présente sa plus faible résistivité. La taille des grains d'Au croît toujours légèrement (figure III.5.b).

Vers 450°C la taille des grains d'Au est telle qu'ils brisent la structure en couches et se retrouvent au contact du semiconducteur. On trouve un ensemble hétérogène des différents composés (figure III.5.c) ce qui nuit à la qualité de l'interface métal/semiconducteur : la résistivité du contact se détériore.

Pour cette étude menée à l'aide de fours de recuit horizontaux classiques la température de 410°C semble donc être l'optimum pour le recuit de l'AuGe/Ni/Au. Nous devons cependant nous attendre à noter de légers écarts quant aux températures critiques pour lesquelles se manifestent les différents phénomènes du fait de l'utilisation du recuit rapide.

Une étude déjà effectuée au sein de notre équipe [10] nous a permis de dégager un optimum des conditions pour le recuit rapide, à savoir une température de 450°C pour une durée de une minute. La figure III.6 présente le cycle de recuit type correspondant. Un prérecuit de quelques minutes à 150°C, sous flux d'Argon, élimine toute trace d'humidité dans la chambre en quartz et assure une ambiance neutre. Une rampe thermique nous amène ensuite à 450°C en 10s. La faible vitesse de montée, 30°C.s⁻¹, évite les effets de surchauffe préjudiciables à la formation des contacts. Lors du recuit de 1mn à 450°C le balayage d'Ar est stoppé pour assurer une ambiance stagnante. Enfin pour la redescente en température, la consigne est à l'arrêt complet des lampes.

La fiche III.3 consigne les différents paramètres de ce recuit. Il est à noter que dans notre processus technologique l'étape de recuit est commune à l'émetteur et au collecteur (cf II.2.4.b).

Fiche III.3 : Paramètres du recuit du contact AuGe/Ni/Au

Modèle du four : "ADDAX RV 1000-3"

- 1) Prérecuit : 150°C pendant 3 mn sous balayage d'Ar à 1.5 bar
- 2) Rampe de montée en température : +30°C pendant 10 s sous balayage d'Ar à 1.5 bar
- 3) Recuit : 450°C pendant 1 mn sans Ar
- 4) Rampe de descente en température : consigne -450°C en 1 s

b) Résultats expérimentaux :

Les tableaux III.3 et III.4 donnent les résultats obtenus sur différents échantillons tant pour la métallisation d'émetteur que pour celle de collecteur, ρ_M traduit la résistivité de la couche métallique et ρ_C la résistivité spécifique du contact.

Tous les échantillons ont subi le recuit standard : 450°C une minute sous Argon.

Echantillon	QED 1	1053-12	1017-2	KOPIN 9
Structure Au du Ni dépôt (Å) AuGe	4000 500 1500	4000 500 1500	4000 500 2000	4000 500 2000
Dopage (at.cm ⁻³) et épaisseur (Å) de la couche de contact	4.10 ¹⁸ 3000	10 ¹⁹ 1500	10 ¹⁹ 1500	4.10 ¹⁸ 2000
ρ_M ($\mu\Omega.cm$)	17	18.5	22.1	26.8
ρ_C ($\mu\Omega.cm^2$)	1.5	3.4	3.6	5

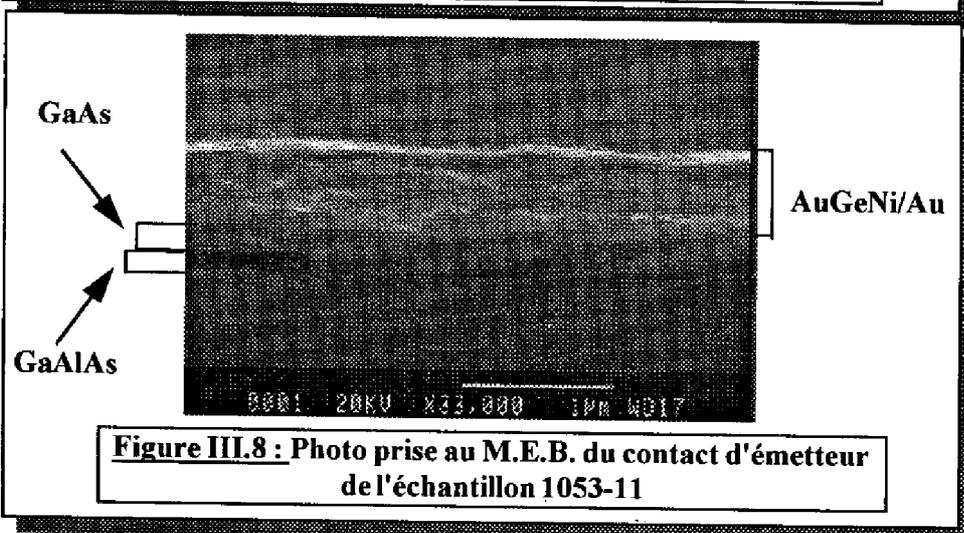
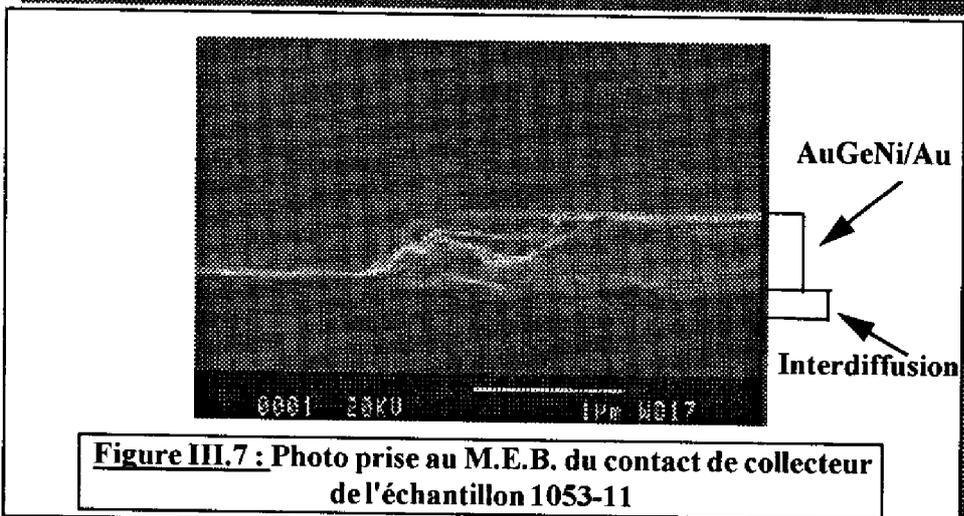
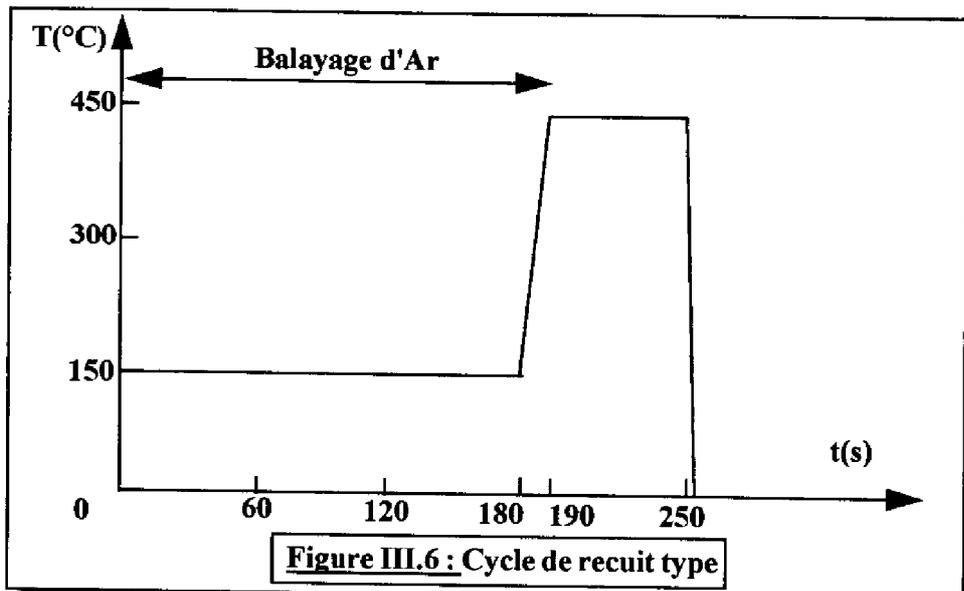
Tableau III.3 : Résistivité des contacts d'émetteur pour différentes structures

Echantillon	1017-4	QED 4	1089-1	QED-1	1017-1	KOPIN 9
Structure Au du Ni dépôt (Å) AuGe	6000 500 1500	4000 500 1500	4000 500 1500	4000 500 1500	4000 500 2000	4000 500 2000
Dopage (at.cm ⁻³) et épaisseur (μm) de la couche de contact	4.10 ¹⁸ 1.5	4.10 ¹⁸ 1	4.10 ¹⁸ 2	4.10 ¹⁸ 1	4.10 ¹⁸ 1.5	4.10 ¹⁸ 1.5
ρ_M ($\mu\Omega.cm$)	17.66	21	17.5	16.5	24.7	17.5
ρ_C ($\mu\Omega.cm^2$)	0.12	0.15	0.27	0.3	1.4	1.1

Tableau III.4 : Résistivité des contacts de collecteur pour différentes structures

i) Influence de la constitution de l'alliage :

Le rôle des différents constituants du dépôt montre l'importance à accorder à leurs proportions respectives. Pour l'émetteur (tableau III.3) la disparité des dopages et épaisseurs des couches de contact ne permet pas en première analyse de dégager des paramètres optimums. Par contre pour le collecteur, les dopages sont identiques selon les séries ce qui permet d'effectuer la comparaison sur la structure du dépôt.



On voit clairement l'avantage qu'il y a à réaliser un alliage dont les proportions d'AuGe par rapport au Ni sont de 3 pour 1 (1500 Å pour 500 Å): les résistivités spécifiques passent de quelques $10^{-7} \Omega.cm^2$ à quelques $10^{-6} \Omega.cm^2$ pour un rapport de 4. Cette observation confirme les résultats publiés par ailleurs [16].

On note aussi la faible dispersion des valeurs des résistivités de contact collecteur pour un même type de métallisation, ce qui montre la bonne reproductibilité de notre processus technologique.

ii) Influence de l'épaisseur de la couche de contact :

Les tableaux III.3 et III.4 montrent un écart d'une décade entre les résistivités de contact d'émetteur et de collecteur, ainsi qu'une plus grande disparité des valeurs dans le cas des contacts d'émetteur. Ces décalages peuvent s'expliquer, en partie, par la différence des dimensions des métallisations d'émetteur et de collecteur (cf chapitre II) ainsi que par la nature des couches de contact GaAs N+ (dopage et épaisseur non identiques).

Considérons le tableau III.5 concernant des échantillons pour lesquels la structure du dépôt est l'optimale définie précédemment, à savoir AuGe d'épaisseur 1500 Å et Ni d'épaisseur 500 Å, mais où l'épaisseur de la couche de contact d'émetteur varie.

Echantillon	1089-1	1053-12	QED 1
Dopage du contact (atomes.cm ⁻³)	9.10^{18}	10^{19}	4.10^{18}
Epaisseur de la couche de contact (Å)	1000	1500	3000
Résistivité de contact ($\mu\Omega.cm^2$)	15	3.4	1.5

Tableau III.5 : Résistivité des contacts d'émetteur pour des échantillons recuits à 450°C pendant 1' après l'évaporation de 1500 Å d'AuGe / 500 Å de Ni / 4000 Å d'Au

On constate que la résistivité de contact d'émetteur est d'autant meilleure que l'épaisseur de la couche de contact est grande, mais reste cependant inférieure à celle de collecteur pour lequel la couche de contact est supérieure à $1\mu m$ (cf tableau III.4).

Nous avons observé au M.E.B. les micro-sections relatives à chacun des contacts : pour le collecteur épais, la profondeur de pénétration de l'interdiffusion métal/semiconducteur est de l'ordre de 3000 Å (figure III.7).

Pour l'émetteur, la pénétration des différents constituants du métal après recuit se localise dans la couche de contact GaAs (d'épaisseur 1500 Å dans le cas de la figure III.8). La couche de GaAlAs se comporte donc comme une couche d'arrêt pour les composés NiGeAs.

Ces observations, corrélées aux mécanismes déjà mentionnés, nous permettent d'avancer une hypothèse expliquant la plus forte résistivité des contacts AuGe/Ni/Au sur des couches minces. Au cours du recuit la taille des grains d'Au augmente. Au delà d'une certaine taille ces grains viennent au contact du substrat de GaAs : l'interface Au/GaAs s'accroît, ce qui détériore la résistivité. En faisant subir à des métallisations identiques un recuit standard, nous devons retrouver en final des grains de taille équivalente pour tous les échantillons, avec une profondeur de pénétration identique. Une faible épaisseur de la couche de contact, en augmentant l'interface Au/GaAs, détériore donc la qualité du contact.

On peut donc conclure que pour optimiser nos structures il faut réaliser une couche de contact d'émetteur d'environ 3000 Å.

iii) Uniformité des contacts :

Le tableau III.6 présente les mesures effectuées sur des motifs T.L.M. de collecteur pris aléatoirement sur l'échantillon 1017-4. La faible dispersion des valeurs de résistance nous conforte sur l'uniformité des résistivités de contact sur l'ensemble de l'échantillon.

	TLM 1	TLM 2	TLM 3	TLM 4
$R_{12} (\Omega)$	1.17	1.27	1.16	1.13
$R_{23} (\Omega)$	2.21	2.42	2.18	2.1
$R_{34} (\Omega)$	4.29	4.7	4.24	4.09
$R_{13} (\Omega)$	3.4	3.7	3.36	3.25
$R_{24} (\Omega)$	6.47	7.1	6.4	6.18
ρ_c ($\mu\Omega.cm^2$)	0.16	0.16	0.12	0.17

Tableau III. 6 : Caractérisation des motifs T.L.M. de collecteur de l'échantillon 1017-4

c) Conclusion :

Les résultats de notre optimisation des contacts d'émetteur et de collecteur sont donc les suivants :

- Métallisation par évaporation thermique de 1500 Å d'AuGe, de 500 Å de Ni, et de 4000 Å d'Au.
- Une couche de contact d'émetteur de 3000 Å.

- Un recuit à 450°C pendant 1 mn. Ces paramètres de recuit sont ceux qui offrent le meilleur compromis entre granulométrie des métaux et résistivité des contacts.

III.2.4 Optimisation des contacts sur les couches de type P :

Du fait de la faible valeur de la résistance du contact de base par rapport à la résistance totale de base cette étape est moins critique que dans le cas de l'émetteur (chapitre I.2.2.c)

a) La métallisation AuZn/Au :

Ici le Zn joue le rôle du Ge pour le contact de type N : il sert de dopant.

Lors des recuits le Zn diffuse dans les interstices laissés par le Ga, ce qui donne un interface fortement dopé.

Le processus de métallisation par évaporation thermique suit les paramètres de la fiche III.4

Fiche III.4 : Paramètres du dépôt de la métallisation AuZn/Au par évaporation

- 1) Désoxydation dans HCl (1) / H₂O (1) pendant 30 s
 - 2) Métallisation par évaporation dans le bâti VEECO 770
- Vide limite avant le dépôt : $8 \cdot 10^{-8}$ Torr

<u>Nature du dépôt</u>	<u>Vide de travail</u>	<u>Vitesse de dépôt</u>
Au _{0.95} Zn _{0.05}	10^{-7} Torr	20 Å.s ⁻¹
Au	10^{-7} Torr	30 Å.s ⁻¹

- 3) Lift-off dans l'acétone
- 4) Nettoyage par plasma O₂

b) Résultats expérimentaux :

En raison de sa très forte diffusivité le Zn peut détériorer les couches actives, l'étape de recuit est donc cruciale à maîtriser.

Le tableau III.7 compare les résistivités obtenues pour des métallisations avec et sans recuit.

Echantillon	Dopage (atm.cm^{-3}) et épaisseur de la base (\AA)	Métallisation	Paramètres du recuit	ρ_M ($\mu\Omega.\text{cm}$)	ρ_C ($\mu\Omega.\text{cm}^2$)
678-1	1.10^{19} 1200	Au 8000 \AA	360°C 1mn	2.61	42
678-2	1.10^{19} 1200	AuZn 2000 \AA	400°C 1 mn	2.63	26
933-1	5.10^{19} 1000	Au 3000 \AA AuZn 2000 \AA	NON	2.4	22
1017-2	5.10^{19} 1000	Au 6000 \AA AuZn 2000 \AA	NON	2.7	24
QED 3	5.10^{19} 1000	Au 5000 \AA AuZn 3000 \AA	NON	3.5	14

Tableau III.7 : Mesures des résistivités de contact sur la base pour divers processus

Pour des températures de recuit trop basses (environ 300°C à 400°C) les résultats ne sont pas significatifs : les mesures des résistivités donnent approximativement les mêmes valeurs que sans recuit. Par contre des températures supérieures ont conduit à la dégradation du comportement électrique du transistor.

L'écart entre les résultats observés pour les métallisations traitées thermiquement ou pas n'étant pas significatif, nous avons supprimé le recuit du contact de base. Cela permet d'éviter tout risque de diffusion du Zn. C'est pourquoi l'étape de métallisation de la base intervient après le recuit des contacts d'émetteur et de collecteur.

Du fait de l'absence de recuit la proportion de Zn dans l'alliage n'est pas prépondérante (cf tableau III.7). La résistivité des métaux ne nous dicte pas non plus un choix évident. Toutefois afin de formaliser notre processus nous avons opté pour une métallisation de 3000 \AA d'AuZn et de 5000 \AA d'Au.

c) Prospective :

L'installation prochaine d'un bâti de métallisation par canon à électrons devrait permettre d'améliorer notre contact de base en menant des études sur le contact TiAu. Le Ti ne présente pas la diffusivité du Zn et pourrait ainsi être une solution à notre optimisation.

III.2.5 Conclusion :

En guise de conclusion nous reprenons les spécifications déjà énoncées (cf III.2.1) :

- Faible résistivité spécifique des contacts : les valeurs typiques sont de $2.10^{-6} \Omega.cm^2$ pour l'émetteur , $2.10^{-5} \Omega.cm^2$ pour la base et $2.10^{-7} \Omega.cm^2$ pour le collecteur.
- Un contact stable : cela est obtenu de-facto puisque le plus fort choc thermique est le recuit des contacts d'émetteur et de collecteur.
- Une bonne adhérence : nous verrons lors du paragraphe consacré au montage de nos composants que ce point est satisfait.
- Une bonne définition des motifs : elle est obtenue grâce au lift-off.
- Vieillessement : nous n'avons à ce jour, constaté aucune détérioration sur des composants faits il y a deux ans.
- Une bonne uniformité et une bonne reproductibilité : l'ensemble des mesures effectuées sur les motifs T.L.M. indiquent que cet aspect est satisfaisant.

III.3 REALISATION DES MESA

La gravure des couches intervient à trois reprises dans notre processus technologique, pour accéder à la zone enterrée de base (mesa d'émetteur), pour délimiter la jonction base-collecteur (mesa de base) et enfin pour isoler les dispositifs.

De la maîtrise de chacune de ces étapes dépend bien évidemment le bon fonctionnement des composants. Les conditions à satisfaire sont d'une part le contrôle précis de la profondeur de gravure et d'autre part la maîtrise de la rugosité de l'état de surface après gravure. La première de ces conditions est particulièrement critique pour le mesa d'émetteur puisqu'il s'agit de préserver quasi-intégralement l'épaisseur de la zone extrinsèque de base (minimisation de la résistance latérale) et la seconde détermine la qualité des contacts ohmiques.

La structure épitaxiale de nos transistors étant telle que l'hétérojonction émetteur-base est graduelle, et que le taux d'Aluminium dans l'émetteur GaAlAs est de 0.28 (donc inférieur à 0.4) nous n'avons pas pu faire appel à des gravures par voie humide, du fait de l'absence de sélectivité de gravure entre les couches. De plus les faibles dimensions des transistors imposaient le choix d'un procédé de gravure assurant une parfaite définition des motifs après attaque, afin de respecter les côtes des masques.

Toutes ces considérations nous ont conduit à choisir la Gravure Ionique Réactive (G.I.R.). Ce choix a été renforcé par l'arrivée, au début de nos travaux, d'un nouveau bâti spécialement destiné aux matériaux III-V. Nous allons présenter l'étude que nous avons menée afin de rendre le nouvel équipement opérationnel pour nos structures. Pour cela nous définirons les différents paramètres intervenant dans une gravure sèche et déterminerons leur

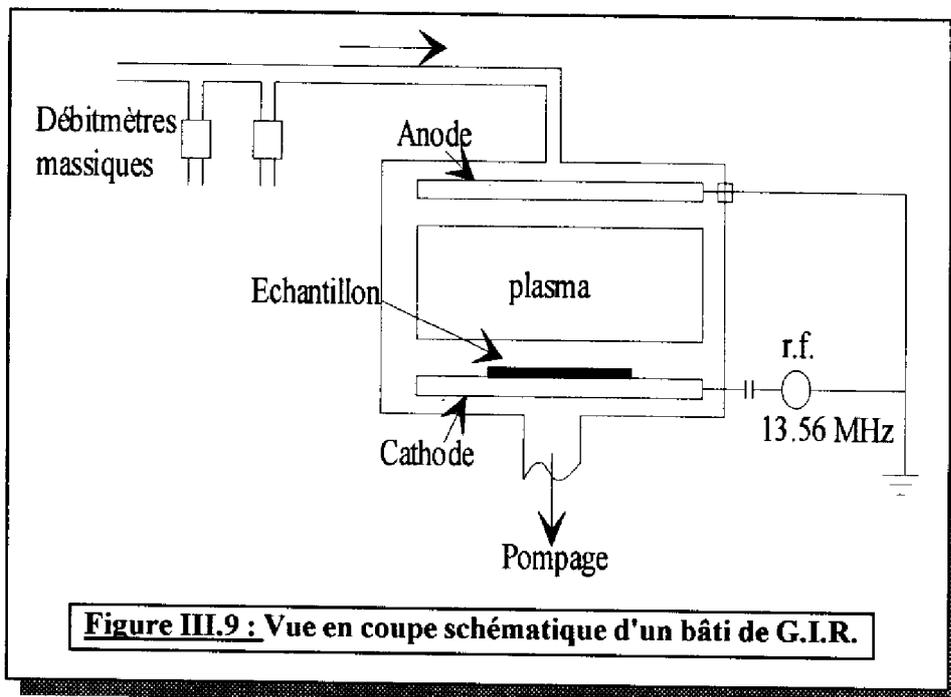


Figure III.9 : Vue en coupe schématique d'un bâti de G.I.R.

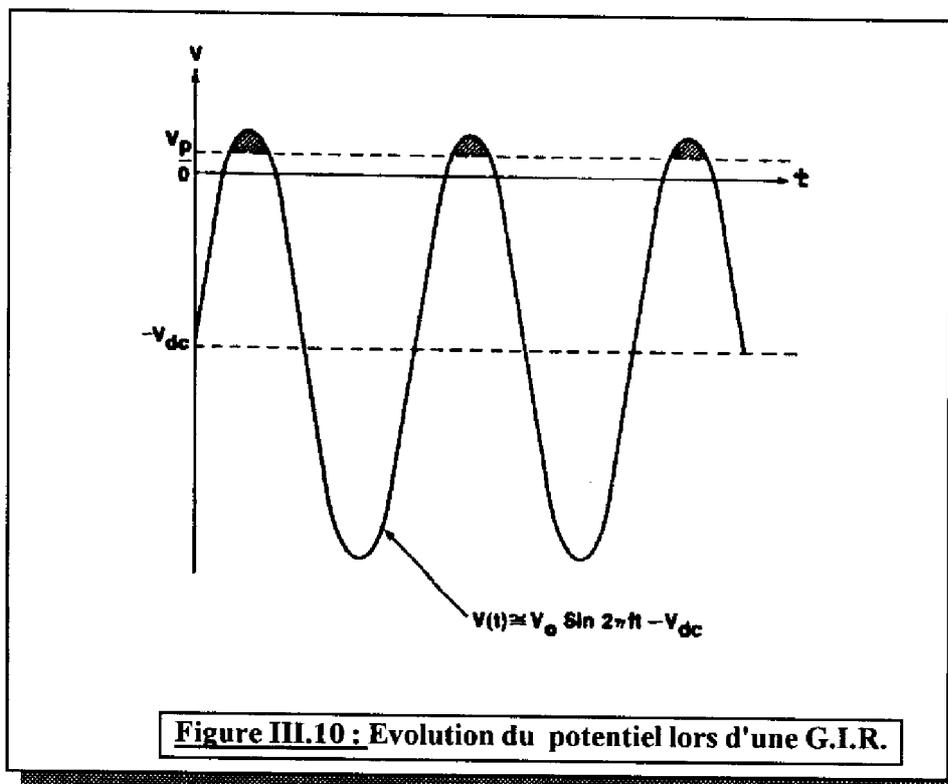


Figure III.10 : Evolution du potentiel lors d'une G.I.R.

influence sur l'uniformité de la gravure et sur l'état de surface. Nous insisterons sur la méthode de détection de fin de gravure. Enfin nous décrirons les conditions opératoires optimales que nous avons pu dégager pour l'optimisation de nos composants.

III.3.1 La Gravure Ionique Réactive : principes de base

a) Principes théoriques :

La Gravure Ionique Réactive est un processus de gravure par plasma qui combine des réactions chimiques à un bombardement ionique d'énergie contrôlée [17,18]. La figure III.9 montre une vue en coupe schématique d'un bâti de G.I.R. qui permet d'appréhender le principe de fonctionnement de cette technique. Un gaz est introduit entre deux électrodes, l'anode reliée à la terre, la cathode couplée capacitivement à un générateur r.f..

L'application de la puissance r.f. donne naissance à un plasma d'électrons et d'ions. L'échantillon à graver, posé sur la cathode, subit deux types d'attaques.

- Une attaque chimique liée à la présence d'espèces réactives dans l'enceinte.
- Une attaque "physique" liée à la différence de potentiel entre le plasma et la cathode, différence de potentiel qui arrache au plasma des électrons et des ions qui viennent bombarder l'échantillon. L'action du bombardement produit soit une rupture des liaisons atomiques de surface qui favorise les interactions avec les espèces actives, soit un échauffement local de la surface qui accroît les vitesses des réactions chimiques et la volatilisation des composés de réaction.

b) Tension d'autopolarisation :

Lorsque la puissance r.f. est appliquée à travers la capacité de couplage, le courant continu appliqué à la cathode reste nul. Il arrive donc sur l'électrode le même nombre d'ions chargés positivement que d'électrons. En raison de leur masse beaucoup plus faible les électrons diffusent rapidement vers la cathode qui prend un potentiel continu négatif. Dès lors, en régime stationnaire, la valeur moyenne négative de la polarisation ($-V_{DC}$) par rapport au plasma contribue à ce que le fort courant d'électrons reçu sur une courte période du cycle soit contrebalancé par le faible courant d'ions sur tout le reste du cycle (figure III.10). Ces ions qui viennent bombarder l'échantillon ont donc une énergie moyenne qui correspond à la valeur moyenne du potentiel de polarisation, $-V_{DC}$, avec une composante alternative. Aux hautes fréquences (13.56 MhZ dans notre cas) cette composante alternative est négligeable. Cette tension dite tension d'autopolarisation, détermine donc la tension de bombardement des ions sur l'échantillon.

c) Paramètres physiques :

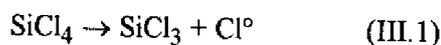
Il s'agit de tous les éléments qui influent sur l'intensité du bombardement ionique, liée à la valeur de la tension d'autopolarisation. Le premier d'entre eux est le rapport entre la superficie de l'anode et celle de la cathode. Un rapport élevé de ces superficies permet de conserver le potentiel du plasma proche de celui de l'électrode reliée à la masse, ce qui présente trois avantages :

- les ions frappent l'anode avec une énergie très faible, ce qui limite les contaminations inhérentes à la pulvérisation,
- la relativement faible taille de la cathode permet de la protéger avec un matériau non contaminant,
- la mesure de la tension d'autopolarisation avec la mise à la masse de toute l'enceinte de gravure (cf II.3.1.a) donne une idée précise de l'énergie de bombardement,

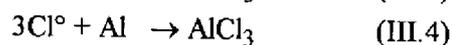
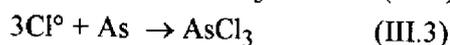
Enfin la puissance r.f. joue bien évidemment un rôle prépondérant dans l'intensité du bombardement, mais sa contribution est associée à un autre paramètre, la pression du gaz. Lorsque celle-ci augmente, il y a un accroissement du taux d'ionisation. Ainsi à puissance r.f. constante le courant de décharge croît, donc la tension r.f. crête à crête décroît et la tension d'autopolarisation diminue.

d) Chimie de gravure :

Divers gaz ou combinaisons de gaz sont utilisés pour la gravure des couches de GaAs et de GaAlAs. Cependant pour des gravures peu profondes, quelques microns, le SiCl_4 est de plus en plus utilisé [19,20]. Le choix, antérieur à notre étude, s'est donc porté sur ce gaz qui allie une vitesse de gravure satisfaisante et un bon état de la surface gravée. La chimie de réaction intervenant est la suivante :



Le chlore atomique (Cl°) attaque en surface les couches de GaAs et de GaAlAs selon les réactions :



Le tableau III.8, qui nous indique les tensions de vapeur de ces différents composés en fonction de la température, montre l'intérêt que nous avons à chauffer légèrement nos échantillons lors de la gravure.

tension de vapeur	30°C	75°C
GaCl ₃	0.2 Torr	14.5 Torr
AsCl ₃	10 Torr	199 Torr
AlCl ₃	6 mTorr	0.12 Torr

Tableau III.8 : Tensions de vapeur des composés issus de la gravure de GaAlAs en fonction de la température

Hormis les espèces en jeu les réactions chimiques sont gouvernées par [21]:

- la pression du gaz qui influe sur la quantité des espèces réactives,
- le débit du gaz qui conditionne le taux de remplacement des espèces réactives,
- la distribution du gaz dans la chambre dont dépend l'uniformité de gravure,
- l'effet de charge qui détermine la quantité d'espèces réactives utilisées,
- la température qui joue sur la réactivité des espèces.

III.3.2 Equipement et cahier des charges :

a) Equipement pour la G.I.R. :

Le bâti dont nous disposons est un "Plasmalab 80". Les caractéristiques de l'appareil, et les procédures de gravure étant disponibles par ailleurs [22] nous ne rappelons que les aspects qui rejoignent notre étude.

Le réacteur circulaire est pourvu d'électrodes planes possédant une circulation interne d'eau reliée à un bain thermostaté, cela permet de fixer la température. Sur la cathode repose un porte échantillon en quartz favorable à l'obtention d'un bon état de surface après gravure (cf III.3.1.c).

Le système d'injection du gaz, encastré dans l'anode, assure une bonne uniformité des espèces réactives. L'alimentation en gaz est assurée par des lignes à débitmètre massique.

La pression de travail est assurée par une vanne automatique. La cathode est connectée au générateur r.f. à travers un boîtier automatique d'adaptation d'impédance.

Ces trois paramètres débit, pression, puissance r.f., ainsi que le temps de gravure, sont commandés par un système séquenceur à microprocesseurs, ce qui nous assure une bonne reproductibilité.

Enfin, la présence d'un sas d'introduction permet d'effectuer de nombreuses manipulations successives en un temps très réduit, le vide dans la chambre étant maintenu.

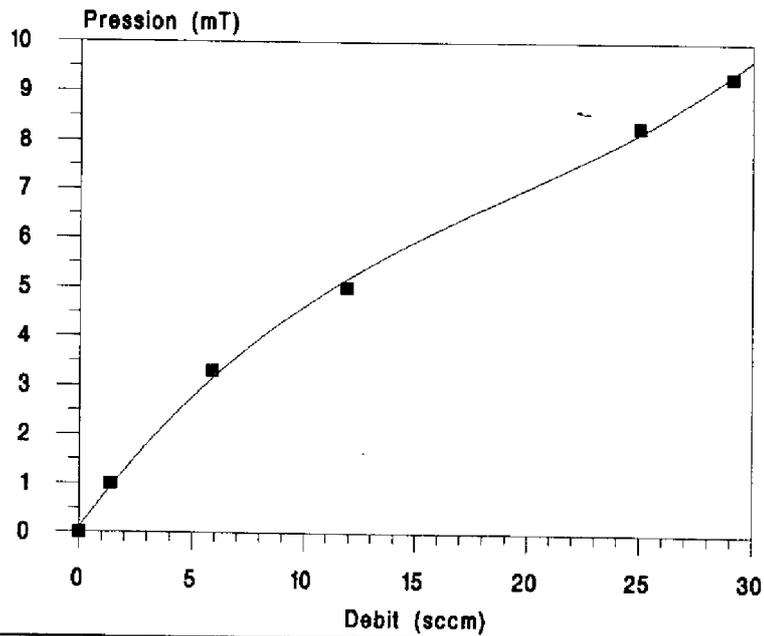


Figure III.11 : Variation de la pression en fonction du débit à vanne ouverte pour le bâti de G.I.R. plasmalab 80

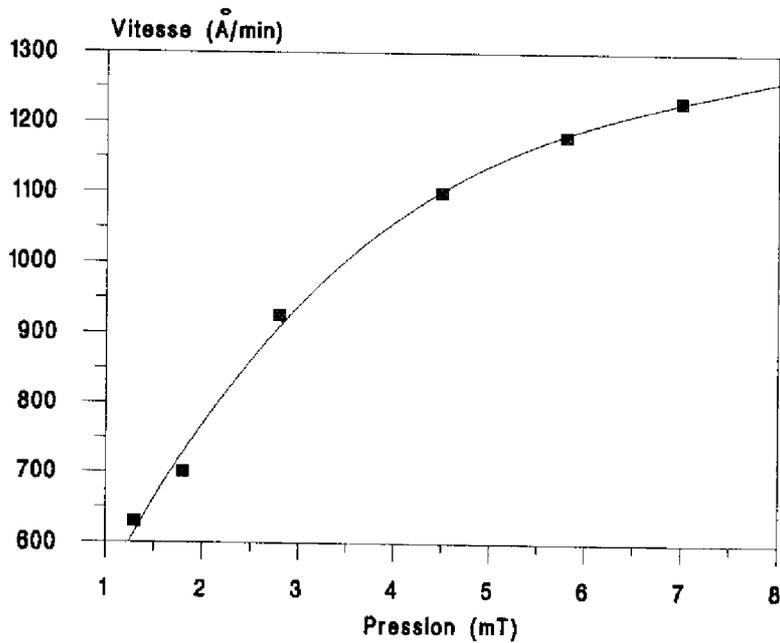


Figure III.12 : Variation de la vitesse de gravure en fonction de la pression pour un échantillon de 10cm², T = 40°C, r.f.= 120 W

b) La G.I.R. dans un processus technologique : cahier des charges

Pour nos composants l'attaque se doit d'être anisotrope. Les flancs de gravure doivent être verticaux, afin de respecter les côtes et éviter ainsi les court-circuits entre zones actives. L'état de surface en fin d'attaque doit présenter une rugosité minimale. Il faut donc éviter en cours de gravure le redépôt de résidus provenant tant des couches gravées que de la résine de masquage. Cela nous impose de travailler à des températures qui ne détériorent pas les résines photosensibles ($T \leq 120^\circ\text{C}$). L'uniformité sur toute la plaquette doit être satisfaisante, la valeur communément admise est de $\pm 5\%$ [21].

III.3.3 Etalonnage du bâti Plasmalab 80 :

Ce point a constitué la première partie de notre étude sur la G.I.R.. Nous avons déterminé, sur des échantillons témoins, l'influence des paramètres pression, puissance r.f., etc.... Nous avons fixé pour cela la procédure de manipulation. Ainsi tous les échantillons sont désoxydés 30 s dans HCl (1) / H₂O (1) avant d'être introduits dans le réacteur. La séquence de gravure n'intervient qu'après avoir atteint un vide résiduel dans la chambre de 10^{-5} Torr. Après l'attaque les échantillons sont nettoyés à l'acétone chaud, puis la hauteur de la gravure est mesurée au profilomètre "TENCOR". Des profils de rugosité obtenus par ce même appareil et des observations au M.E.B. nous permettent d'estimer l'état de surface.

Après de nombreux essais, nous avons dégagé un éventail de conditions expérimentales qui répondent à nos attentes :

- débit de SiCl₄ entre 1 et 20 sccm,
- pression de travail entre 1 et 6 mTorr,
- puissance r.f. de 60 à 220 W,
- température du porte échantillon 40°C.

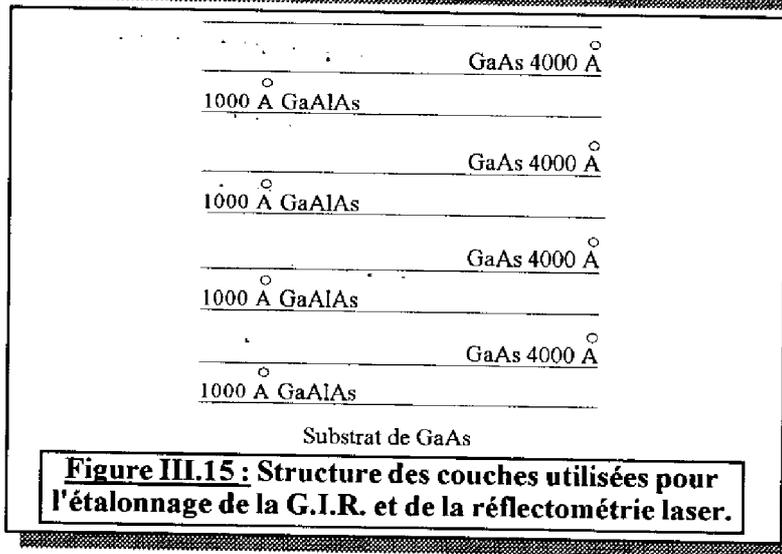
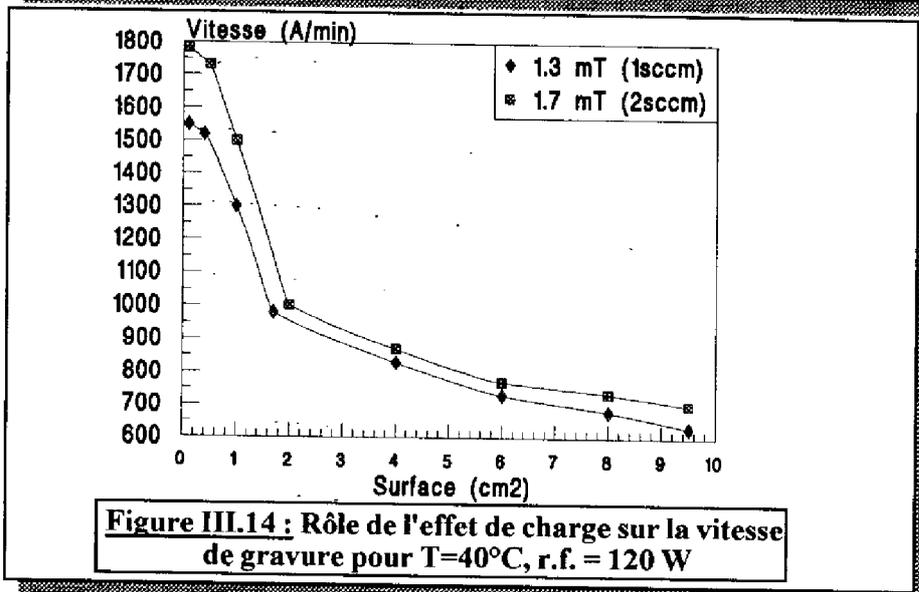
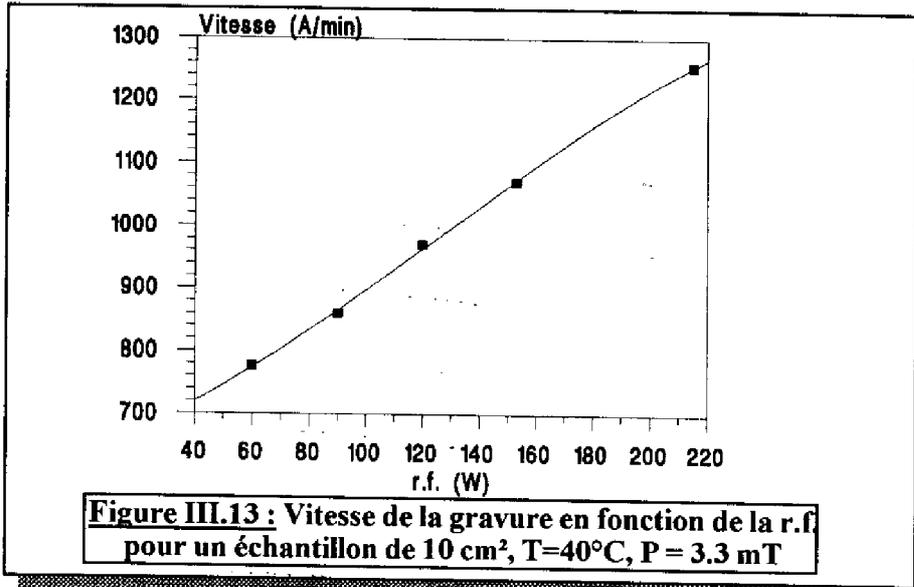
C'est autour de ces standards que nous ferons varier chacun des paramètres afin d'établir un étalonnage du bâti.

a) Détermination de la vitesse de gravure :

Influence de la pression .

L'expérience nous a montré que le contrôle de la pression à l'aide de la vanne automatique pose des problèmes de stabilité et de reproductibilité. La vanne est en effet inadaptée aux faibles pressions utilisées. Pour remédier à cette situation nous avons choisi de travailler à vanne ouverte. La pression dans l'enceinte est alors réglée par :

- le volume du réacteur,



- le débit de gaz dont le contrôle est très précis grâce aux débitmètres massiques,
- le débit du système de pompage, dont les fluctuations sont négligeables lors de la gravure.

La figure III.11 indique la courbe d'étalonnage, vanne ouverte, de la pression à l'intérieur de l'enceinte en fonction du débit de gaz.

Pour des échantillons de GaAs massif de 10 cm² soumis à une puissance de 120 W nous avons déterminé la vitesse de gravure en fonction de la pression, figure III.12. Dans le domaine des basses pressions, entre 1 et 4 mTorr, la vitesse de gravure croît rapidement de 600 Å.min⁻¹ à 1000 Å.min⁻¹. Elle se stabilise aux environs de 1200 Å.min⁻¹ lorsque l'on atteint des pressions supérieures à 5 mTorr. La faible quantité d'espèces réactives aux basses pressions est responsable des petites vitesses de gravure (contrôle par l'aspect chimique de la gravure). La vitesse croît lorsque l'on ajoute des réactifs jusqu'à ce que l'on peut appeler une "solubilité limite". Au delà de cette solubilité limite il y a un équilibre entre la cinétique des réactions et la cinétique liée au bombardement ionique, la vitesse reste quasi-constante.

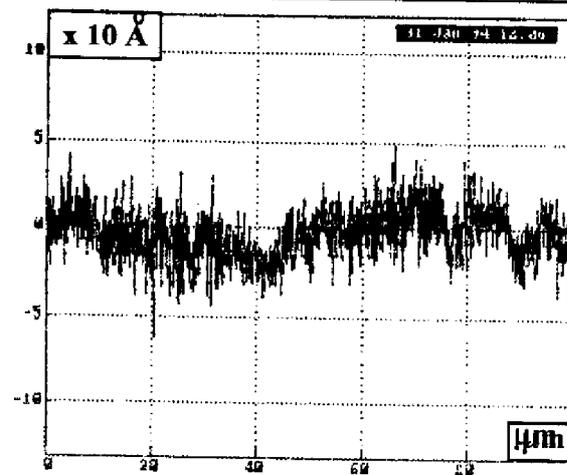
Influence de la puissance r.f.

Nous avons ensuite soumis les échantillons de GaAs à des gravures sous 3.3 mTorr de pression (débit 6 sccm), la puissance variant de 60 à 215 W. Les résultats reportés sur la figure III.13 montrent la croissance linéaire de la vitesse de gravure en fonction de la puissance. Elle passe de 780 Å.min⁻¹ pour 60 W à 1260 Å.min⁻¹ pour 215 W. Cette augmentation s'explique par l'accroissement, avec la puissance r.f., de l'intensité du bombardement. Nous noterons que la linéarité observée est un atout pour le contrôle de la vitesse de gravure.

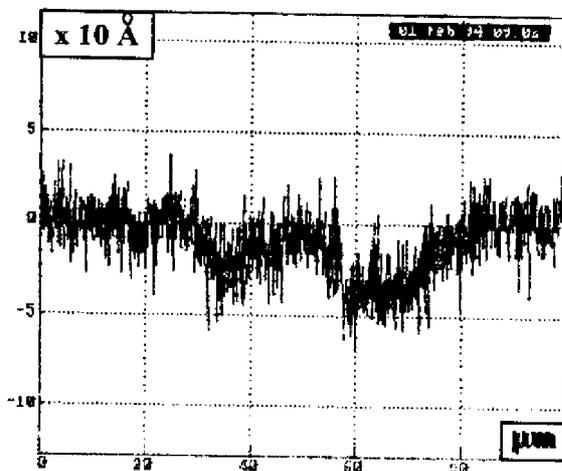
Effet de charge.

Le troisième aspect que nous avons étudié concerne la dimension des échantillons. Nous avons donc soumis des échantillons de différentes tailles à une gravure à 120 W sous une pression de 1.3 mTorr (débit 1 sccm), et de 1.7 mT (débit 2 sccm). La figure III.14 montre la grande influence de l'effet de charge, puisque la vitesse varie de 1800 Å.min⁻¹ pour un échantillon de 0.1 cm² à 700 Å.min⁻¹ pour 10 cm² (pression de 1.7 mTorr). On note aussi qu'au dessus de 4 cm² la variation de vitesse est moins accentuée.

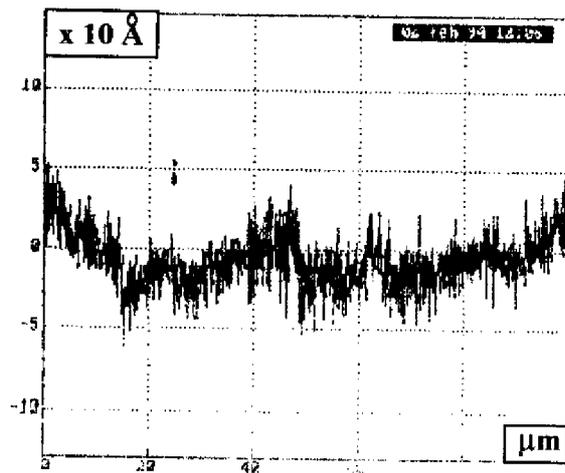
Il est clair que l'effet de charge met en jeu la quantité des espèces réactives dans le bâti. A pression et débit constants, le nombre d'éléments réactifs libres pour réagir par cm² d'échantillon diminue lorsque la taille de celui-ci augmente. Partant de cette considération nous avons, par la suite, posé les échantillons d'essais (qui sont de faible taille) sur une plaquette de GaAs de 10 cm². Cela nous a permis de nous affranchir du paramètre effet de charge et de contrôler la vitesse de gravure.



a) Rugosité initiale



b) Rugosité après le mesa d'émetteur



c) Rugosité après le mesa de base

Figure III.16 : Evolution de la rugosité du fond de gravure

b) Reproductibilité de la vitesse de gravure :

Afin de vérifier la bonne reproductibilité de nos gravures nous avons utilisé une hétérostructure épitaxiale test composée de l'empilement successif, sur un substrat massif, de 1000 Å de GaAlAs puis de 4000 Å de GaAs reproduit à quatre reprises (figure III.15). Cette structure a spécialement été conçue pour le contrôle des gravures profondes relatives aux mesa de base et d'isolation (cf III.3.5.c).

Nous avons défini des marches sur différents échantillons de tailles identiques et posés sur le substrat porte échantillon en GaAs (cf III.3.3.a). Nous avons fait varier la durée de la gravure et mesuré la hauteur des marches obtenues. Les résultats reportés dans le tableau III.9 montrent une bonne reproductibilité puisque la variation autour de la vitesse moyenne de $1010 \text{ \AA} \cdot \text{min}^{-1}$ est de $\pm 2\%$.

Durée de la gravure	Epaisseur moyenne gravée (μm)	Vitesse de gravure ($\text{\AA} \cdot \text{min}^{-1}$)
5mn35s	0.56	1004
11mn	1.12	1024
15mn	1.51	1013
21mn	2.09	995

Tableau III.9 : Evolution de la vitesse de gravure en fonction de la durée de la gravure avec $T= 40^\circ\text{C}$, $P = 3.3 \text{ mT}$, débit = 6 sccm, r.f. = 120 W

c) Etat de surface :

Lors de nos différents essais ce paramètre nous a paru satisfaisant, aussi n'avons nous pas fait d'étude exhaustive à ce sujet. Les figures III.16 a) b) et c) qui présentent les relevés de rugosité effectués lors du processus 1017-2 sont typiques des résultats obtenus.

Mis à part les défauts liés à l'épitaxie ou à des micromasquages métalliques apparus lors du lift-off, nous conservons parfaitement l'état de surface initial après plusieurs gravures successives, avec une rugosité maximale de l'ordre de 50 Å.

d) Anisotropie de gravure :

Le fait de travailler à de faibles pressions nous garantit une bonne anisotropie de la gravure.

Comme le montre la figure III.17 les flancs sont verticaux et prolongent bien le motif qui leur a servi de masque, même pour des gravures profondes supérieures à $1 \mu\text{m}$.

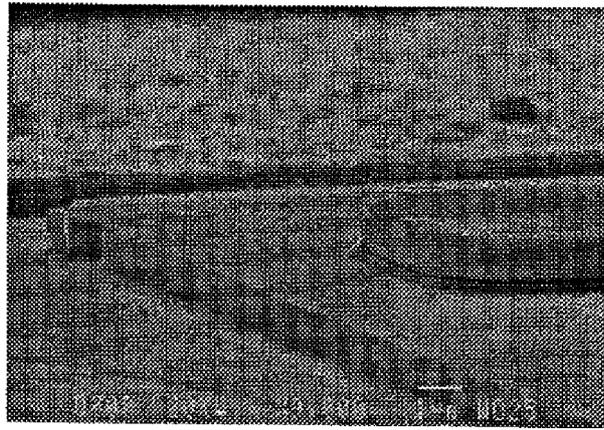


Figure III.17 : Vue au M.E.B d'un flanc de mesa .

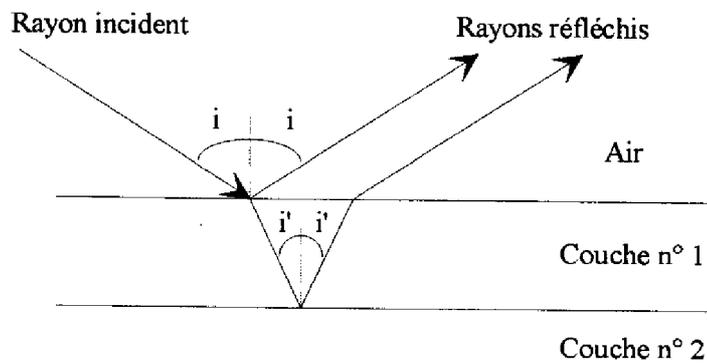


Figure III.18 : Trajet des rayons lumineux dans l'échantillon lors de la réflectométrie laser

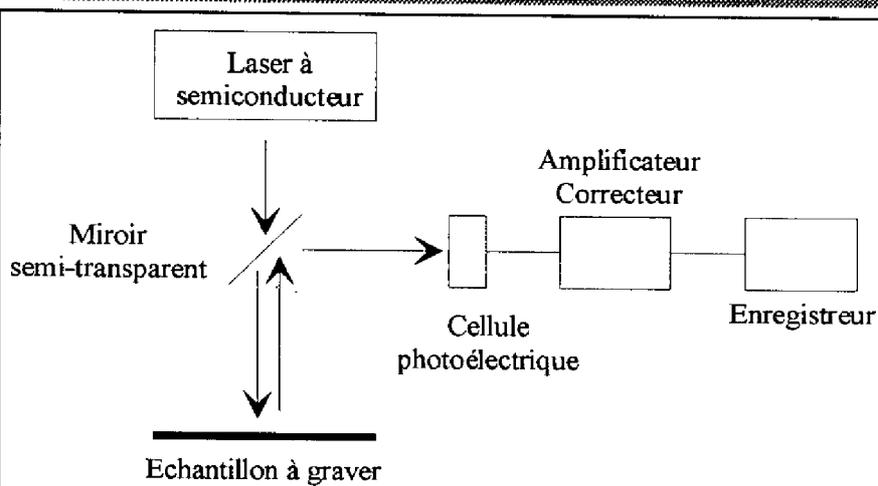


Figure III. 19 : Montage schématique de la réflectométrie laser

III.3.4 La réflectométrie laser :

Le contrôle très précis de la profondeur d'attaque du mesa d'émetteur est une des étapes cruciales de la réalisation des T.B.H.. Pour les mesa de base et d'isolation, si cette exigence est moins critique elle n'en reste pas moins un critère important pour la qualité des composants. La réflectométrie laser est le moyen de contrôle in-situ que nous avons utilisé. Après avoir présenté le principe de base de cette méthode et sa mise en oeuvre, nous donnerons quelques résultats montrant son utilité.

a) Principe de base [23] :

Un faisceau monochromatique incident sur un empilement de couches d'indices optiques différents donne naissance à plusieurs ondes réfléchies; les interférences qui en résultent caractérisent la structure (épaisseur et composition) des couches. Dès lors, pour notre application la profondeur de gravure peut être contrôlée précisément in-situ et en temps réel en interprétant le signal d'interférences.

L'expression générale de l'intensité lumineuse réfléchie par une structure multicouches est très lourde à manipuler du fait des innombrables réflexions et réfractions aux interfaces. Aussi on ne prend en compte que l'intensité résultante de l'interférence entre le faisceau réfléchi à la surface de l'échantillon et le faisceau qui se réfléchit sur la première interface entre deux couches (figure III.18). Dans ce cas l'intensité lumineuse totale est régie par une loi en

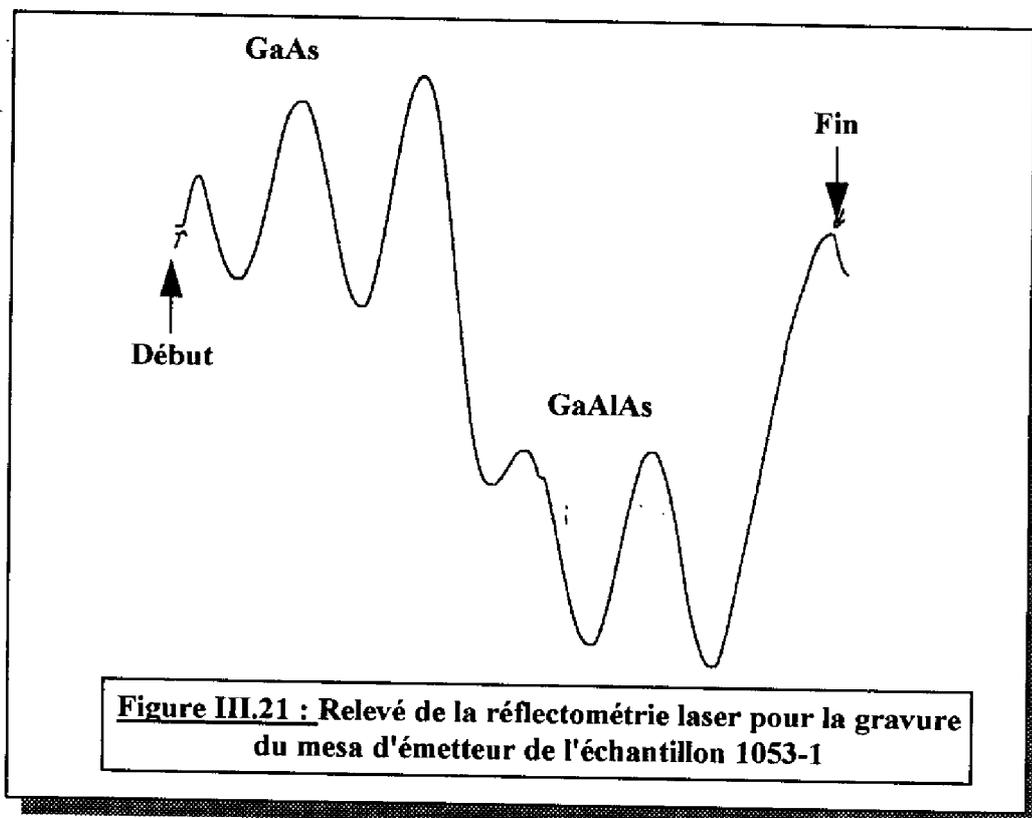
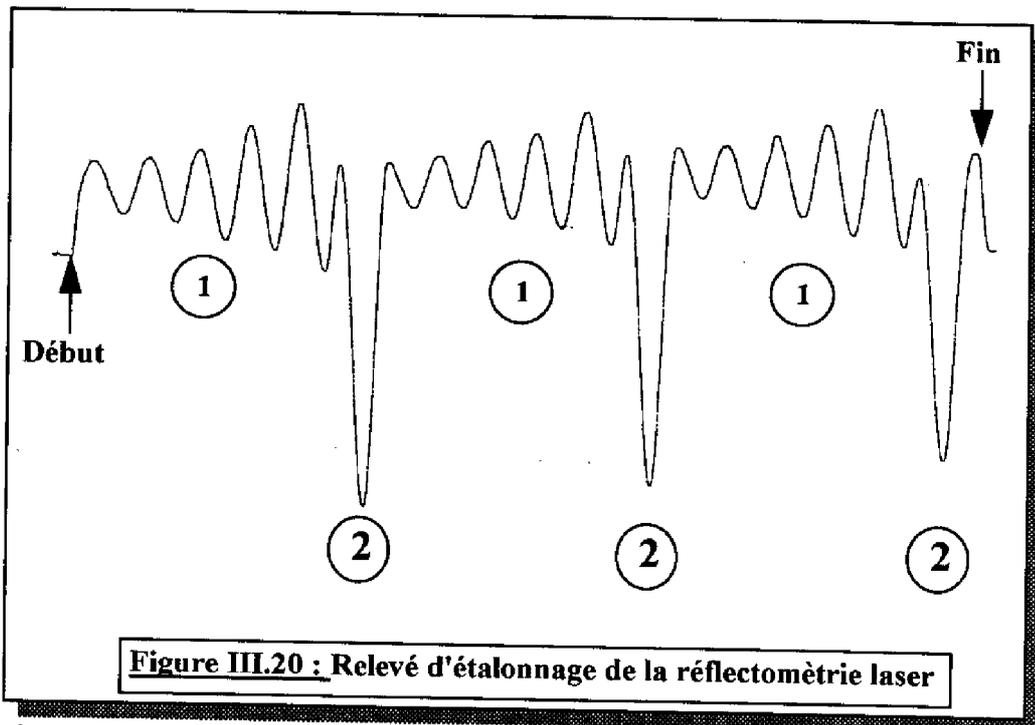
$$\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} 2nd\right) \quad (\text{III.5})$$

où λ est la longueur d'onde du faisceau, n et d sont respectivement l'indice et l'épaisseur du matériau gravé.

Il est clair qu'ici, dans l'application au suivi de gravure, la variation de l'épaisseur de la couche superficielle attaquée fait osciller l'intensité sinusoïdalement avec la période $\lambda/2n$.

b) Montage expérimental :

La figure III.19 donne une représentation schématique du montage de réflectométrie laser. Le faisceau lumineux est fourni par une diode laser à semiconducteur qui émet entre 6600 Å et 6850 Å. Il est dirigé perpendiculairement à la surface à graver. Ce faisceau va d'une part se réfléchir sur l'échantillon et d'autre part subir des réflexions partielles aux interfaces des couches de l'échantillon. Un miroir semi-transparent reçoit l'ensemble de ces faisceaux réfléchis, les renvoie sur une cellule photoconductrice qui convertit le signal lumineux en signal



électrique. Ce signal est d'abord amplifié par un amplificateur correcteur avant d'être enregistré sur une table traçante qui donne la variation des signaux d'interférences en fonction du temps.

c) Principe du contrôle d'une gravure :

Les échantillons de test qui ont servi de support pour la maîtrise de la réflectométrie laser sont ceux qui ont été spécialement conçus et décrits sur la figure III.15.

Le principe intervenant lors d'une gravure est le suivant : pendant la gravure de la couche de GaAs son épaisseur diminue, faisant varier sinusoidalement l'intensité lumineuse qui oscille avec la période

$$\frac{\lambda}{2 n_{\text{GaAs}}} \quad (\text{III.6}).$$

Une fois le GaAs gravé, le début de l'attaque de la couche de GaAlAs se traduit par un changement de la période du signal réfléchi, laquelle devient

$$\frac{\lambda}{2 n_{\text{GaAlAs}}} \quad (\text{III.7})$$

ainsi qu'une modification de l'amplitude des oscillations. Le nombre de ce nouveau type d'oscillations va bien évidemment dépendre de l'épaisseur de la couche de GaAlAs.

Le relevé réflectométrique obtenu est présenté figure III.20. On voit clairement la périodicité des couches de l'échantillon. Les cinq oscillations de la partie ① correspondent aux 4000 Å de GaAs, alors que l'oscillation de la partie ② indique la gravure des 1000 Å de GaAlAs. En tenant compte des relations III.6 et III.7 on trouve pour une longueur d'onde du faisceau de $\lambda = 6700 \text{ \AA}$, qu'à une oscillation dans le GaAs correspond une gravure de 860 Å, et qu'à une oscillation dans le GaAl_{0,28}As correspond une gravure de 915 Å. Nous devrions donc en toute rigueur mesurer une épaisseur totale gravée de 15600 Å. Le relevé effectué au profilomètre donne 15300 Å, soit un écart d'environ 2% par rapport à la valeur prévue par l'interférométrie.

La réflectométrie permet donc un contrôle de la profondeur de gravure avec une précision satisfaisante pour nos structures.

III.3.5 Optimisation des gravures des mesa pour les T.B.H. :

La mise au point de la G.I.R. et de la réflectométrie laser nous ont permis d'envisager l'optimisation des paramètres de gravure pour les mesa du transistor. Nous présentons donc les processus types issus de notre étude.

Fiche III.6 : Paramètres de la gravure du mesa d'émetteur

1) Désoxydation dans HCl (1) / H₂O (1) pendant 30 s

2) Gravure Ionique Réactive

Température de l'échantillon 40°C

Vide avant gravure 10⁻⁵ T

Débit de SiCl₄ : commandé 1 sccm lu 1.6 sccm

Pression : commandée 1 mT lue 1.3mT

Puissance r.f. : 120 W

Durée de la gravure : fonction de la taille de l'échantillon ,
déterminée par l'interférométrie laser (vitesse moyenne 700 Å.min⁻¹)

3) Nettoyage sous l'eau désionisée courante

4) Nettoyage à l'acétone chaud

5) Nettoyage par plasma O₂

Rappelons que nous travaillons à vanne ouverte (cf III.3.3.b), la consigne sur la pression n'a donc qu'une valeur indicative, seule compte la valeur lue.

L'étape 3 a pour but d'éviter toute contamination prolongée des métallisations, par les résidus chlorés.

Pour exemple la figure III.21 représente un relevé réflectométrique type obtenu pour le mesa d'émetteur (échantillon 1053-1). L'épaisseur à graver est de 4800 Å (à ± 150 Å selon la précision de l'épitaxie): le relevé au profilomètre donne 4900 Å.

La mesure sous pointes de la tension de claquage de la jonction émetteur-base (cf II.2.3.a) donne 15 Volts, ce qui est conforme à la valeur théorique prévue compte tenu de l'épaisseur et du niveau de dopage de la région faiblement dopée d'émetteur.

c) Gravure des mesa de base et d'isolation :

La précision de l'arrêt sur le sous-collecteur GaAs N⁺ (mesa de base) ou sur le semi-isolant (mesa d'isolation) n'est pas aussi critique que dans le cas du mesa d'émetteur. Nous avons donc choisi des conditions de gravure donnant une vitesse d'attaque plus élevée, d'environ 1000 Å.min⁻¹.

De plus les couches à graver étant uniquement du GaAs, le principe de la réflectométrie laser ne s'applique plus pour contrôler la gravure.

Afin de nous affranchir de ce problème, nous avons utilisé les étalonnages effectués sur les couches témoins (cf III.3.4.c). Nous avons à chaque fois arrêté nos gravures sur un

a) Photolithographie des motifs :

La première étape est celle de la photolithographie afin de définir les motifs de gravure. Les flancs de résine doivent être verticaux pour assurer l'anisotropie de l'attaque.

La fiche III.5 rassemble les paramètres de cette photolithographie.

**fiche III.5 : Paramètres de réalisation
des motifs de résine pour la G.I.R.**

- 1) Nature de la résine : Hoetsch 4521
- 2) Paramètres du dépôt à la tournette :
vitesse 6000 tr.mn^{-1}
accélération $20\,000 \text{ tr.mn}^{-1}.\text{s}^{-1}$
durée 30"
- 3) Recuit sur plaque pour l'élimination des solvants : 1 mn à 100°C
- 4) Insolation de définition des motifs sous U.V. (26 mW.cm^{-2}) : 7 s
- 5) Développement dans un bain de Hoetsch AZ 400K (2) / H_2O (1) thermostaté à 20°C : 35 s
- 6) Recuit de durcissement sur plaque : 50 s à 100°C

b) Gravure du mesa d'émetteur (GaAs/GaAlAs) :

La base des transistors étant mince ($\sim 800 \text{ \AA}$), il est impératif d'assurer le contrôle précis de la gravure des couches de contact en GaAs et d'émetteur en GaAlAs. Une surgravure dégraderait les performances fréquentielles prévues du dispositif. Il faut donc travailler à de faibles vitesses d'attaque.

Une étude a été nécessaire pour maîtriser la gravure des couches de GaAlAs, avec un taux d'Aluminium de 0.28.

Les conditions de pression, débit et température sont celles de l'attaque du GaAs. La seule différence est apparue sur le rôle de la puissance r.f.. Pour des puissances de l'ordre de 90 W, il y a inhibition de l'attaque et formation d'une couche noirâtre en surface de l'échantillon. L'intensité du bombardement est alors insuffisante pour arracher le composé AlCl_3 peu volatil (cf tableau III.8). Une élévation de la puissance à 120 W permet de retrouver un processus de gravure satisfaisant.

Les conditions optimales de la gravure que nous avons pu définir pour le mesa d'émetteur sont reportées sur la fiche III.6.

Mesa d'émetteur	T= 40°C P = 1.3 mT Débit = 1.6 sccm r.f. = 120 W	h1= 2254 Å h2 = 2486 Å h3 = 2334 Å hmoy = 2391 Å	$\frac{\Delta h}{h} = 4.8\%$
Mesa de Base	T= 40°C P = 3.3 mT Débit = 5.6 sccm r.f. = 120 W	h1= 1.11 μm h2 = 1.025 μm h3 = 1.111 μm hmoy = 1.08 μm	$\frac{\Delta h}{h} = 8\%$
Mesa d'isolation	T= 40°C P = 3.3 mT Débit = 5.6 sccm r.f. = 120 W	h1= 2.021 μm h2 = 2.043 μm h3 = 2.035 μm hmoy = 2.033 μm	$\frac{\Delta h}{h} = 1\%$

Tableau III.10 : Etude de l'uniformité de gravure sur l'échantillon 804-1

L'inhomogénéité est inférieure à 5 % de la profondeur gravée pour le mesa d'émetteur.

III.3.6 Conclusion :

La G.I.R. contrôlée par la réflectométrie laser nous est apparue comme le meilleur moyen d'accéder aux couches actives de nos composants. A partir d'un équipement nouvellement mis en place nous avons examiné le rôle des différents paramètres commandant ce type de gravures sèches et nous avons dégagé deux processus types que nous avons appliqués à la fabrication de nos T.B.H. :

- Une gravure lente, $700 \text{ \AA} \cdot \text{min}^{-1}$, nous permet, à l'aide de la réflectométrie laser, un très bon contrôle de la gravure du mesa d'émetteur.
- Une gravure plus rapide autorise une précision de 4% sur les mesa de base et d'isolation.

Ces deux processus satisfont en outre aux critères définis pour de telles gravures : reproductibilité, état de surface, anisotropie, etc.... L'optimisation des étapes de gravure a donc été menée à bien.

III.4 REALISATION DES PRISES DE CONTACT PAR LA TECHNIQUE DES PONTS A AIR

Dans le premier chapitre (cf I.2.3) nous avons étudié le mécanisme parasite de focalisation longitudinale du courant le long des doigts d'émetteur.

maximum différent du relevé. Les mesures au profilomètre ont ensuite permis de relier chaque maximum à une profondeur de gravure, cela avec une précision de 100 Å.

Il suffit lors de la gravure de disposer sous le faisceau laser cet échantillon étalon pour avoir à nouveau accès à un moyen de contrôle précis des hauteurs de mesa.

Cette méthode nous donne une précision de l'ordre de 400 Å soit environ 4% de l'épaisseur moyenne du mesa de base.

Les différents paramètres de cette gravure sont rassemblés dans la fiche III.7.

Fiche III.7 : Paramètres de la gravure des mesa de base et d'isolation

1) Désoxydation dans HCl (1) / H₂O (1) pendant 30 s

2) Gravure Ionique Réactive

Température de l'échantillon 40°C

Vide avant gravure : 10⁻⁵ T

Débit de SiCl₄ : commandé 6 sccm lu 5.6 sccm

Pression : commandée 1 mT lue 3.3mT

Puissance r.f. : 120 W

Durée de la gravure : fonction de la taille de l'échantillon , déterminée par l'interférométrie laser (vitesse moyenne 1000 Å.min⁻¹)

3) Nettoyage à l'acétone chaud

4) Nettoyage par plasma O₂

La tension de claquage base-collecteur obtenue sur le motif test : 21 Volts est aussi la validation de notre processus de gravure du mesa de base.

Pour le mesa d'isolation des tests effectués jusqu'à 60 Volts n'ont révélé aucun claquage, nous sommes dans le semi-isolant.

d) Uniformité de la gravure :

C'est un paramètre difficile à apprécier car outre l'action de la gravure il faut tenir compte des inhomogénéités des couches épitaxiées. Nous présentons néanmoins les profondeurs de gravure mesurées en différents points de l'échantillon 804-1 (tableau III.10).

Pour prévenir ce phénomène nous avons envisagé la prise des contacts à l'aide de la technologie des ponts à air. Cette partie va donc présenter l'étude que nous avons entreprise pour mettre au point cette technique.

III.4.1 Cahier des charges :

Les ponts à air doivent permettre la liaison électrique entre les contacts pris sur les zones actives du composant (émetteur, base et collecteur) et les plots extérieurs de prise de contact sur le substrat semi-isolant. Le matériau choisi doit donc présenter une excellente conductivité électrique.

De plus, du fait de la structure mesa des composants, les ponts à air sont soumis à de sévères contraintes mécaniques : ils doivent donc être résistants afin d'assurer le franchissement des différentes zones.

A ces contraintes électriques et mécaniques s'ajoute le souci d'élaborer un processus de fabrication simple et reproductible.

III.4.2 Réalisation des ponts à air :

La procédure générale de fabrication des ponts à air, reportée sur la figure III.22 est la suivante :

- dépôt et définition de la résine servant de support au pont, afin de recouvrir les mesas et ouvrir les contacts sur les zones actives,
- métallisation de la plaquette,
- définition des plots de contact par gravure du métal,
- élimination de la résine.

Cette technique n'ayant pas encore été mise en oeuvre au laboratoire, nous avons dû effectuer l'optimisation de chacune des étapes précédentes.

a) Définition du profil de la résine :

C'est l'étape essentielle puisqu'elle conditionne la forme finale du pont à air. Les paramètres sur lesquels nous pouvons agir sont les suivants :

- la nature de la résine au travers de sa viscosité,
- la vitesse de dépôt qui règle l'épaisseur de la résine,
- le temps de recuit post-insolation qui agit sur le profil plus ou moins arrondi de la résine. Il faut toutefois éviter le fluage qui empêche le respect des côtes.

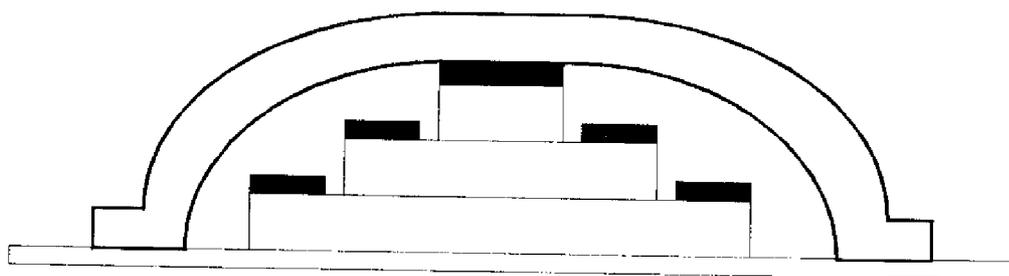
L'ouverture par photolithographie de la résine s'effectue avec le masque de la figure II.19. Le tableau III.11 résume les différents essais que nous avons menés.



a) Photolithographie de la résine des ponts à air



b) Dépôt de la métallisation



c) Photogravure de définition des plots
puis nettoyage de l'échantillon

Figure III.22 : Technique de réalisation des ponts à air d'émetteur

Echantillon	768	800	KOPIN 5	933-1
Résine	4521	5218	5218	5218
Vitesse de dépôt (tr.min ⁻¹)	3000	3000	3300	4000
Accélération (tr.min ⁻¹ .s ⁻¹)	20000	20000	20000	20000
Epaisseur de la résine	2.8	2.2	2.05	1.85

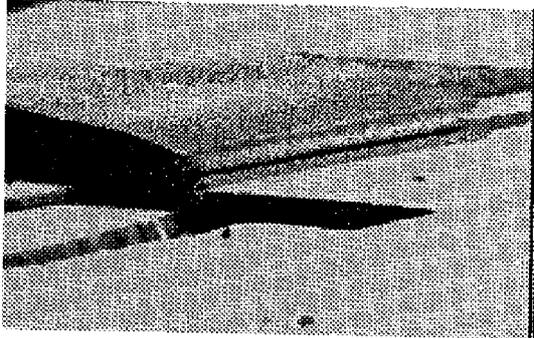
Tableau III.11 : Paramètres des essais de résine pour l'élaboration des ponts à air

Pour le premier essai nous avons choisi de tester une résine épaisse, la 4521 utilisée pour la G.I.R. et de viscosité 51 centipoises. La vitesse de couchage ramenée à 3000 tr.min⁻¹ devait garantir une épaisseur suffisante pour le franchissement des mesas. Le résultat obtenu (figure III.23.a) montre une cassure des ponts à air au niveau du pied du mesa collecteur : les flancs de résine étaient trop verticaux. Nous avons alors opté pour la résine 5218, de viscosité moindre (37 centipoises), qui est la résine de lift-off, utilisée ici comme une résine positive. Afin d'obtenir des profils de résine arrondis nous avons fait varier la vitesse de dépôt, et nous avons fixé le temps de post-recuit à 2'. Les figures III.23.b, c, d montrent l'évolution du profil du pont jusqu'à la solution optimale de l'échantillon 933-1. Les cassures de métal observées précédemment entre le sommet et le pied du pont ont été supprimées. De plus l'épaisseur du métal est conservée au niveau du franchissement du mesa. La maîtrise du profil de résine est donc le principal paramètre qui permet d'obtenir des ponts métalliques fiables.

Les paramètres optimums sont reportés dans la fiche III. 8.

Fiche III.8 : Paramètres de réalisation des motifs de résine pour les ponts à air

- 1) Nature de la résine : Hoetsch 5218
- 2) Paramètres du dépôt à la tournette :
vitesse 3000 tr.min⁻¹
accélération 20 000 tr.min⁻¹.s⁻¹
durée 40 s
- 3) Recuit sur plaque pour l'élimination des solvants : 35 s à 100°C
- 4) Insolation de définition des motifs sous U.V. (26 mW.cm⁻²) : 4 s
- 5) Développement dans un bain de Hoetsch AZ (1) / H₂O (1) thermostaté à 20 °C : 30 s
- 6) Recuit de durcissement sur plaque : 2 mn à 100°C

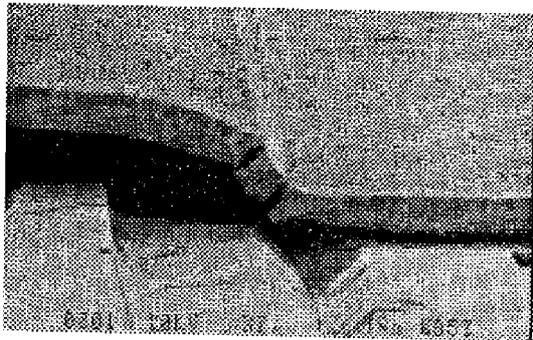
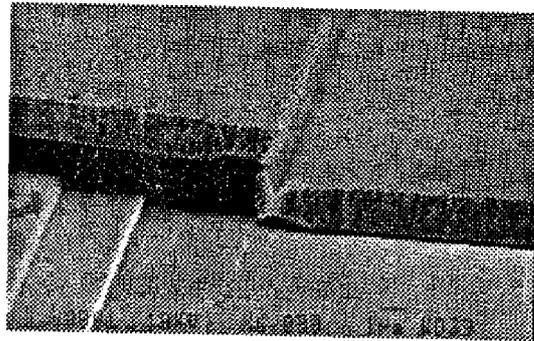


a)

Echantillon : 768
Résine : 4521
vitesse : 3000 tr.min-1

b)

Echantillon : 800
Résine : 5218
Vitesse : 3000 tr.min-1



c)

Echantillon: 928
Résine : 5218
Vitesse : 3300 tr.min-1

d)

Echantillon : 933-1
Résine : 5218
Vitesse : 4000 tr.min-1

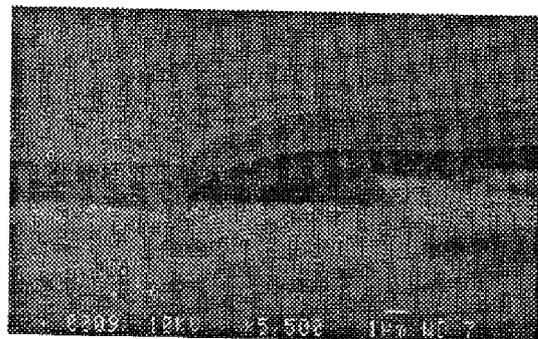


Figure III.23 : Evolution du profil des ponts à air

b) Métallisation :

Nous avons porté notre choix sur le dépôt métallique d'Au par pulvérisation cathodique, la résistivité du métal n'étant pas dans ce cas un paramètre critique. Le dépôt d'une épaisseur de 2 μm s'étant avéré satisfaisant lors des essais nous avons conservé cette valeur pour les réalisations ultérieures. Les paramètres de la métallisation des ponts à air sont regroupés dans la fiche III. 9.

Fiche III.9 : Paramètres du dépôt d'Au pour la réalisation des ponts à air

1) Désoxydation dans HCl (1) / H₂O (1) pendant 20 s

2) Métallisation par pulvérisation cathodique dans le bâti ALCATEL 450

Vide limite avant dépôt : $5 \cdot 10^{-8}$ Torr

Nature du dépôt	Vide de travail	Tension de bombardement	Vitesse de dépôt
Au	$7 \cdot 10^{-3}$ Torr	200 W	15 $\text{\AA} \cdot \text{s}^{-1}$

c) Délimitation des plots de contact :

Une fois le métal déposé sur tout l'échantillon, les plots de contact qui serviront aux mesures et au montage des composants sont délimités par photolithographie (masque figure II.20) et par une attaque chimique de l'Au. La résine utilisée est celle spécifique aux attaques chimiques, la Hoetsch 1529 : les paramètres sont donnés dans la fiche III.10.

Fiche III.10 : Paramètres de réalisation des motifs de résine pour la définition des plots extérieurs de prise de contact

1) Nature de la résine : Hoetsch 1529

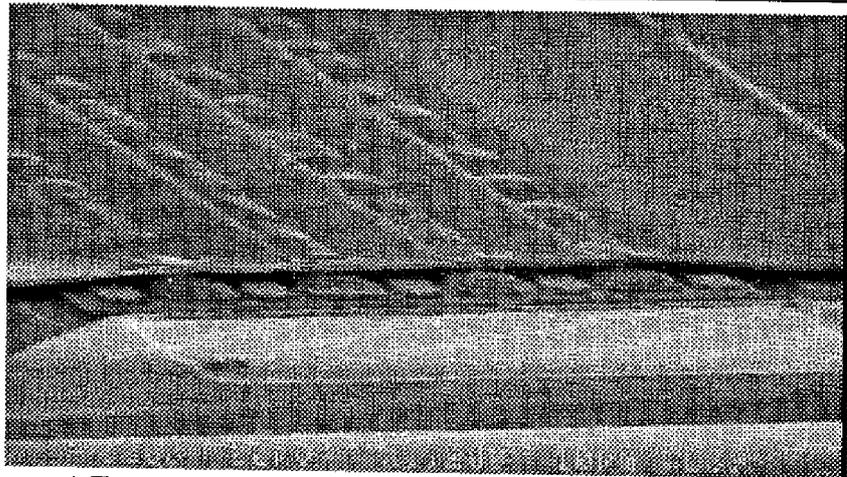
2) Paramètres du dépôt à la tournette : vitesse 5000 $\text{tr} \cdot \text{min}^{-1}$
accélération 5000 $\text{tr} \cdot \text{min}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$
durée 30 s

3) Recuit sur plaque pour l'élimination des solvants : 1 mn 30 s à 100°C

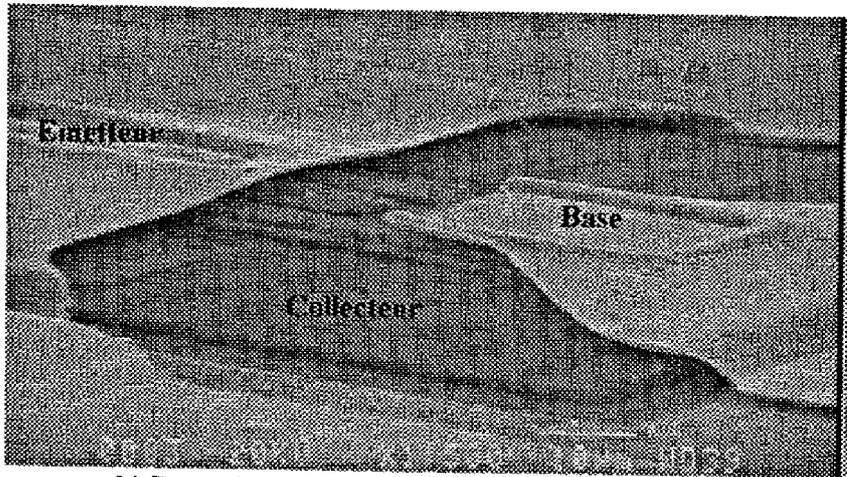
4) Insolation de définition des motifs sous U.V. (26 $\text{mW} \cdot \text{cm}^{-2}$) : 15 s

5) Développement dans un bain de Hoetsch AZ (1) / H₂O (1) thermostaté à 20 °C : 1 mn'

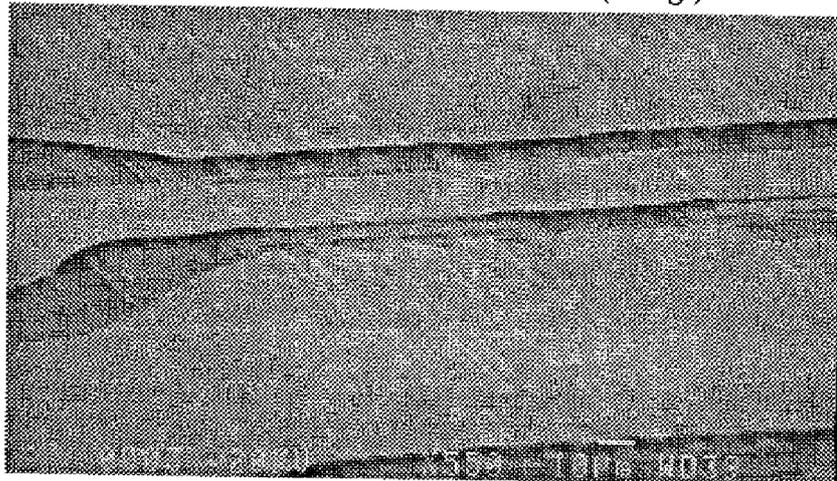
6) Recuit de durcissement sur plaque : 1 mn 30 s à 100°C



a) Franchissement d'une structure interdigitée (4doigts)



b) Ponts à air d'émetteur et de base (1doigt)



c) Ponts à air d'émetteur et de base (32 doigts)

Figure III.24 : Vues au M.E.B. des ponts à air

L'attaque chimique se fait à l'aide d'une solution de KI+I₂. Afin d'obtenir une vitesse d'attaque uniforme et satisfaisante, la solution est soumise aux ultrasons dans un bain thermostaté à 40°C. Dans ces conditions les 2 µm d'au sont attaqués en 20 à 30 secondes selon la taille de l'échantillon. Sans le traitement préalable du KI+I₂ les attaques sont de 2 à 4 minutes, peu uniformes et dégradent l'état de surface du substrat dans certaines zones de l'échantillon. Après l'attaque les échantillons subissent un nettoyage classique dans l'acétone chaud, puis dans un réacteur à plasma O₂ afin d'éliminer la résine 1529 de masquage et la résine 5218 des ponts à air.

On voit sur la figure III.24.a que notre technologie est adaptée aux composants interdigités. Les figures III.24.b et c permettent quant à elles d'apprécier le bon franchissement des mesas.

III.5 MONTAGE ET SOUDURE

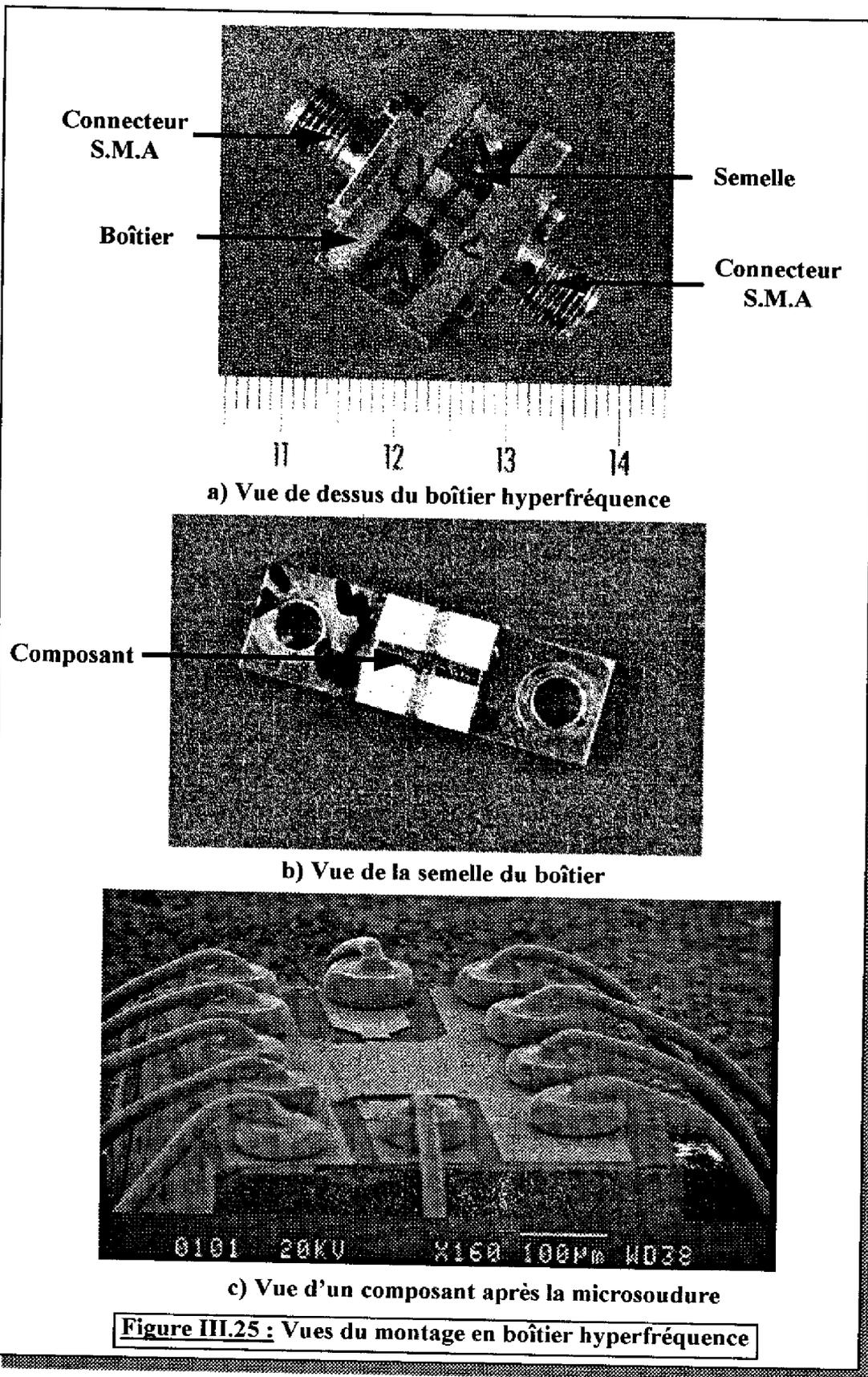
Une fois réalisés, les composants sont caractérisés tant en régime statique que dynamique (cf chapitre IV). L'utilisation des bancs de mesure nous impose de monter les transistors dans des boîtiers adaptés. Cette étape est d'une grande importance car elle ne doit pas altérer les performances initiales du dispositif.

III.5.1 Découpe des composants :

Après avoir effectué une cartographie de l'échantillon afin de repérer les composants qui ne fonctionnent pas, nous découpons la plaquette. Nous réalisons cette opération à l'aide d'une pointe diamantée (scribing). Le clivage est ensuite d'autant plus facile que l'épaisseur du substrat est faible.

III.5.2 Montage sur embase

Deux types de boîtiers sont mis en oeuvre. Le modèle standard TO18 est utilisé classiquement pour les caractérisations statiques. Cependant il introduit des limitations en fréquence et en puissance. Aussi, les composants sont préférentiellement montés dans des boîtiers H.F. destinés à l'amplification de puissance permettant de réduire les effets parasites et d'obtenir une meilleure dissipation thermique (figure III.25.a). Les puces sont collées sur la semelle du boîtier à l'aide d'une colle Epotecny E702 chargée à l'alumine (figure III.23.b). Elle est d'une part, isolante électrique, ce qui permet d'éviter les courts-circuits transistor-boîtier, et d'autre part elle présente une bonne conductibilité thermique (0.03V/cm.°C), nécessaire à l'utilisation dans des applications de puissance.



III.5.3 Microsoudure :

Comme nous l'avons vu au paragraphe I.2.2.d, cette dernière étape conditionne le maintien des performances intrinsèques : il faut minimiser les éléments parasites que sont les résistances et inductances apportées par les fils de connexion. Pour cette raison nous avons utilisé des fils d'or de 25 μm de diamètre sur une machine de micro-soudure de type "ball-bonding". La longueur et le nombre des fils sont optimisés comme on peut le voir sur la figure III.25.c.

CONCLUSION

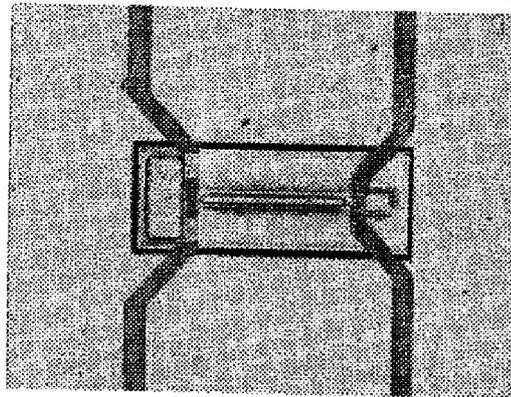
Dans ce chapitre, nous avons décrit le processus technologique de réalisation des transistors bipolaires de puissance à hétérojonction GaAs/GaAlAs : nous en avons optimisé chacune des étapes.

La maîtrise de l'E.J.M. a permis de réaliser la structure épitaxiale satisfaisant les exigences du T.B.H. pour cette application (caractéristiques de la zone de base conduisant à un bon compromis entre valeurs du gain en courant et de la résistance transversale de base, tenue en tension, etc...).

La minimisation des résistances spécifiques de contact sur les zones actives a fait l'objet d'une étude approfondie. Pour les contacts d'émetteur et de collecteur, nous avons opté pour un dépôt métallique d'AuGe/Ni/Au par évaporation thermique, assurant des résistivités de contact respectives de quelques $10^{-6} \Omega.\text{cm}^2$ et $10^{-7} \Omega.\text{cm}^2$.

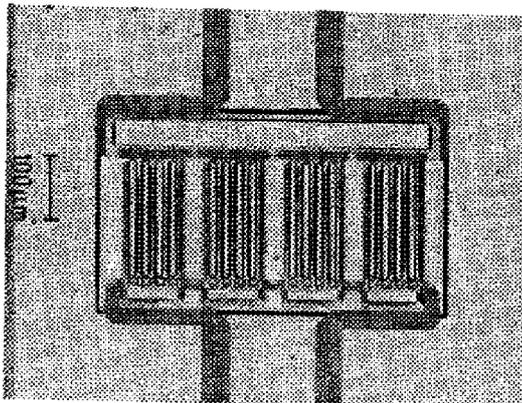
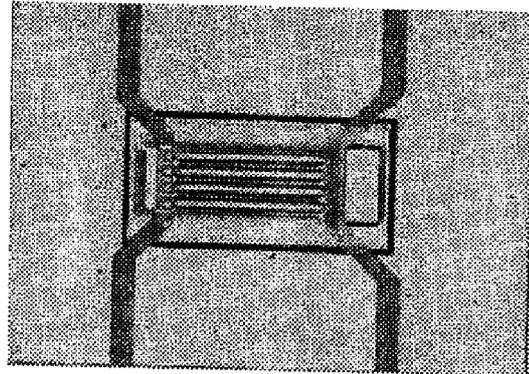
Pour la définition des différents mesa, nous avons utilisé la gravure ionique réactive (G.I.R.) à base de SiCl_4 . En nous appuyant sur une analyse des mécanismes qui régissent les processus d'attaque et sur une caractérisation systématique des principaux paramètres mis en jeu, nous avons défini les procédés les mieux adaptés à nos structures. La réflectométrie laser nous a permis de contrôler les profondeurs de gravure et d'établir un processus fiable et reproductible.

Nous avons enfin porté notre attention sur les prises de contact extérieures au dispositif par la technique des ponts à air. Nous avons optimisé le dépôt de la résine servant de support au pont constitué par 2 μm d'Au déposé par pulvérisation cathodique. Le franchissement des mesas, étape critique, s'effectue alors sans cassure du film métallique.



a) Transistor à un doigt d'émetteur

b) Transistor à 4 doigts d'émetteur



c) Transistor à 16 doigts d'émetteur

d) Transistor à 32 doigts d'émetteur

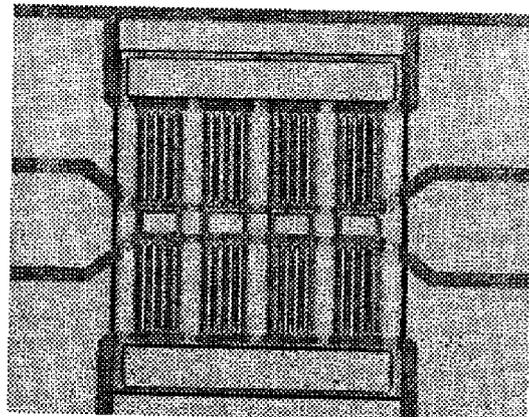


Figure III.26 : Exemples de réalisation des différentes structures

CHAPITRE III : REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] N. FABRE

"Mise en oeuvre d'un système d'épitanie par jets moléculaires en vue de l'obtention de couches dopées GaAs."

Mémoire d'ingénieur C.N.A.M., Toulouse, juin 1982

[2] J. JAMAI

"Etude et réalisation de transistors bipolaires à double hétérojonction GaAlAs/GaAs pour circuits intégrés de logique I₂L."

Thèse de Docteur 3^o cycle, n°290, Université Paul Sabatier, Toulouse, juin 1988

[3] E. BEDEL, A. MUNOZ-YAGUE, C. FONTAINE, C. VIEU

"Improved method for GaAs -(Ga, Al)As epitaxial regrowth."

Materials Sciences and Engineering, B21, pp 157-160, 1993

[4] J.N. MILLER, D.M. COLLINS, N.J. MOLL

"Control of Be diffusion in molecular beam epitaxy GaAs."

Applied Physics Letters, vol 46, n°10, pp 960-962, mai 1992

[5] D.L. MILLER, P.M. ASBECK

"Be redistribution during growth of GaAs and GaAlAs molecular beam epitaxy."

Journal of Applied Physics, vol 57, n°6, pp 1816-1822, mars 1985

[6] Y.C. PAO, J. FRANKLIN

"Influence of As₄/Ga flux ratio on Be incorporation in heavily doped GaAs grown by molecular beam epitaxy."

Journal of Crystal Growth, vol 95, pp 301-304, 1989

[7] K. MOCHIZUKI, S. GOTO, T. MISHIMA, C. KUSANO

"Influence of substrate orientation of Be transport during molecular beam epitaxy of AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistors."

Japanese Journal of Applied Physics, vol 31, pp 3495-3499, 1992

[8] H. ITO, T. FURATA, T. ISHIBASHI

"Minority electron lifetime in heavily doped p-type GaAs grown by molecular beam epitaxy."

Applied Physics Letters, vol 58, n°25, pp 2936-2938, juin 1991

[9] R.J. MALIK, J. NAGLE, M. MICOVIC, T. HARRIS, R.W. RYAN, L.C. HOPKINS

"Doping limits of C, Be, and Si in GaAs grown by solid source molecular beam epitaxy with a thermally cracked As₂ source."

Journal of Vacuum Science Technology B, vol 10, n°2, mars/avril 1992

[10] T. CAMPS

"Conception et réalisation de transistors bipolaires hyperfréquence de puissance à hétérojonction GaAs/GaAlAs."

Thèse de Docteur 3^o cycle, n°920, Université Paul Sabatier, Toulouse, juin 1991

[11] P. DUBREUIL

"Mise au point d'une résine réversible pour lift-off."

Rapport LAAS en cours de rédaction

- [12] W.Y. ZHOU, J. XU, Y.B. LIOU, C. HUANG
"Investigation of the uniformity of ohmic contacts to N-type GaAs formed by rapid thermal processing."
Solid State Electronics, Vol 36, N°2, pp 295-296, 1993
- [13] Y. LU, T.S. KALKUR, C.A. PAZ DE ARAUJO
"Rapid thermal alloyed ohmic contacts to p-type GaAs."
Journal of Electrochemical Society, vol 136, N°10, pp 3123-3129, october 1989
- [14] T.C. CHEN, G.B. GAO, H. MORKOC
"Recent developments in ohmic contacts for III-V compound semiconductors."
Journal of Vacuum Science Technology B, vol 10, N°5, september/october 1992
- [15] F. LONNUM, J.S. JOHANNESSEN
"Effect of Au:Ge thickness on ohmic contact to GaAs."
Electronics Letters, vol.22, N°12, june 1986
- [16] T.S. KUAN, P.E. BATSON, T.N. JACKSON, H. RUPPRECHT, E.L. WILKIE
"Electron microscope studies of an alloyed Au/Ni/AuGe ohmic contact to GaAs."
Journal of Applied Physics, vol.54, N°12, december 1983
- [17] D. BOLLINGER, S. ILDA, O. MATSUMOTO
"Reactive ion etching : its basis and future. Part I."
Solid State Technology, may 1984
- [18] H.H. PHAM
"Procédés de gravure plasma R.I.E. des couches de GaAs et de GaAlAs avec un mélange de gaz Ar+Cl₂."
Rapport LAAS N°87295, octobre 1987
- [19] K. KETATA, S. KOUMETZ, O. LATRY, M. KETATA, R. DEBRIE
"Parametric investigations and simulations of ion beam etching and reactive ion etching mechanisms for GaAs compounds."
Materials Science and Engineering B28 (1994), pp 383-386
- [20] S. SALIMIAN, C.B. COOPER
"Selective dry etching of GaAs over GaAlAs in SF₆/SiCl₄ mixtures."
Journal of Vacuum Science Technology B, vol 6, N°6, november/december 1988
- [21] D. BOLLINGER, S. ILDA, O. MATSUMOTO
"Reactive ion etching : its basis and future. Part II."
Solid State Technology, june 1984
- [22] H.H. PHAM
"Mise en oeuvre du bâti de G.I.R. plasmalab 80 avec du SiCl₄."
Rapport LAAS, en cours de rédaction
- [23] F. CHATENOU, H.H. PHAM
"La réflectométrie laser, moyen de contrôle in-situ de la gravure ionique réactive de dispositifs multicouches GaAs-GaAlAs."
Rapport LAAS N°87396, decembre 1987

CHAPITRE IV

CARACTERISATION STATIQUE ET DYNAMIQUE DU T.B.H. , PERFORMANCES



INTRODUCTION

Nous présentons tout d'abord la méthode de caractérisation du T.B.H. mise en oeuvre afin de déterminer les paramètres des modèles statique et dynamique établis au premier chapitre.

Une synthèse des résultats de mesures obtenues sur les séries de T.B.H. les plus significatives nous permettra de corréler les performances à l'évolution du processus technologique.

Nous donnerons les meilleures performances statiques et dynamiques relevées sur les dispositifs unidigités et interdigités.

Enfin nous montrerons les potentialités de nos structures pour l'amplification de puissance à 2 et 4 GHz.

IV.1 CARACTERISATION ELECTRIQUE DU T.B.H. : EXTRACTION DES PARAMETRES DES MODELES STATIQUE ET DYNAMIQUE

IV.1.1 Caractérisation statique du T.B.H.

Les caractérisations utilisées pour la détermination des différents éléments du modèle du T.B.H. s'appuient essentiellement sur les relevés de type "Gummel plots" et les réseaux de caractéristiques de sortie, en régimes de fonctionnement direct et inversé.

Nous allons présenter la méthode d'extraction des paramètres que nous avons suivie, méthode appliquée à un composant unidigité.

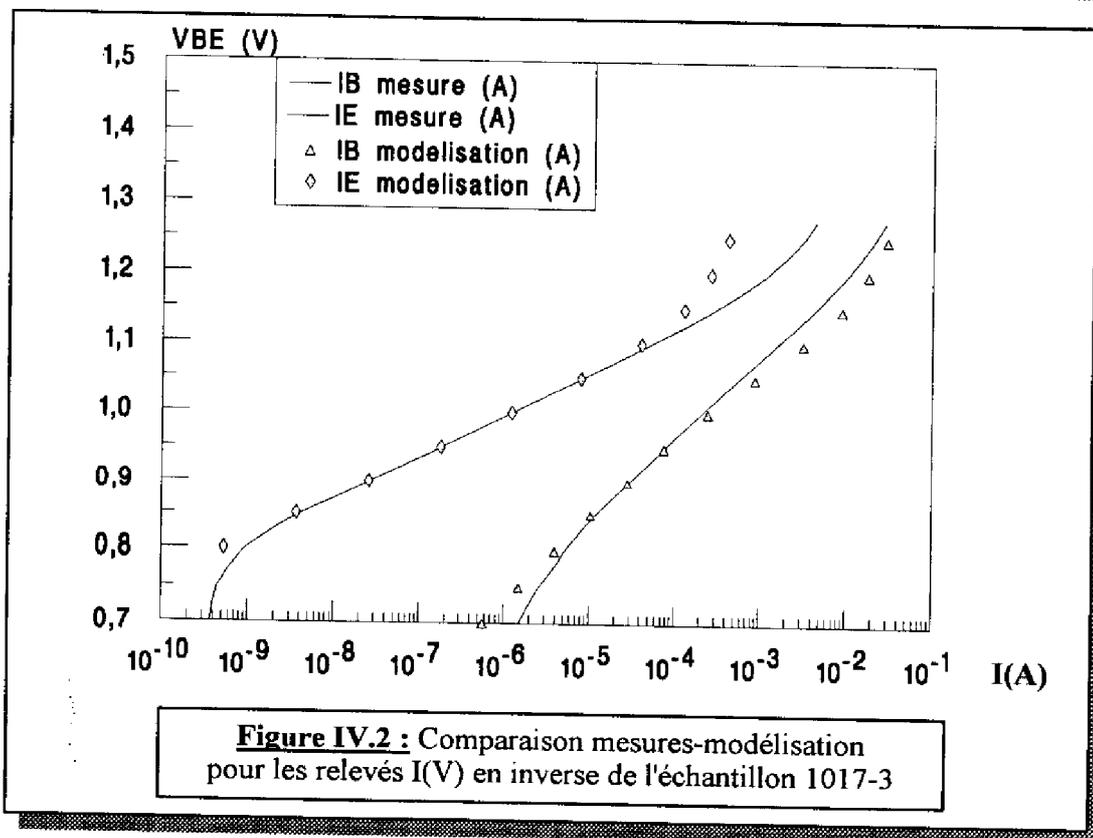
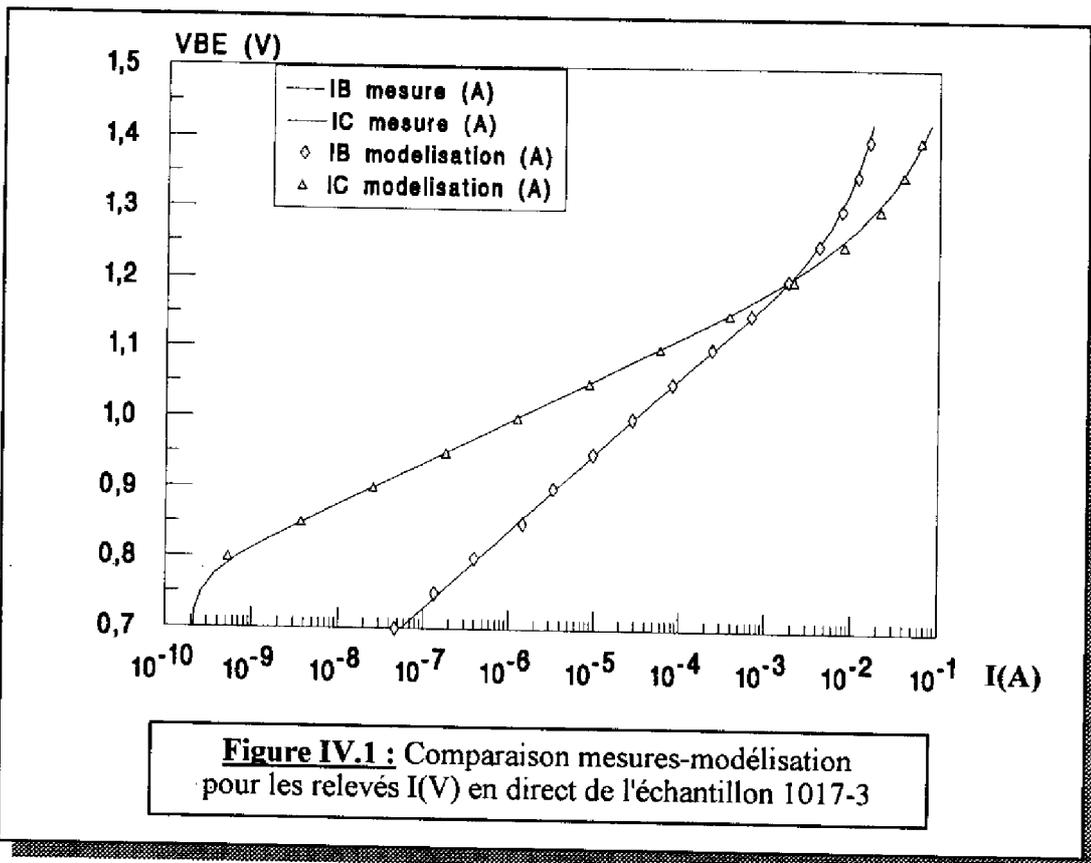
a) Caractéristiques statiques courant-tension en fonctionnement direct :

Il s'agit de relever les variations des courants de collecteur I_C et de base I_B en fonction de la tension base-émetteur V_{BE} tout en maintenant la tension base-collecteur V_{BC} nulle. Les expressions des courants définies au paragraphe I.2.1.a. prennent les formes synthétiques suivantes :

$$I_c = \alpha_N I_1 = \alpha_N I_{S1} \exp\left(\frac{V_{BE}}{n_0 U_T}\right) \quad (IV.1)$$

qui rend compte du courant d'électrons injectés de l'émetteur dans la base, et

$$I_B = I_R + (1 - \alpha_N) I_1 = I_{SR} \exp\left(\frac{V_{BE}}{n_R U_T}\right) + \frac{I_c}{\delta + 1} \quad (IV.2)$$



qui traduit l'influence des courants de recombinaison I_{RTE} et I_{RV} .

La variation exponentielle de ces courants n'est plus fonction que de la tension base-émetteur V_{BE} . La transformation en coordonnées semi-logarithmiques de I_C et I_B en fonction de V_{BE} permet alors l'extraction des courants de saturation et facteurs d'idéalité correspondants. La figure IV.1 présente le relevé obtenu pour l'échantillon d'étude 1017-3, toutes les mesures étant effectuées à 25.5°C.

Etude de la caractéristique de transfert $I_C(V_{BE})$:

Dans la partie linéaire de $I_C(V_{BE})$ le facteur d'idéalité lié à la pente est $n_0=1$ et traduit comme attendu, le comportement d'une hétérojonction graduelle (absence d'influence du "spike"). I_{S1} l'extrapolation de la partie linéaire de I_C pour $V_{BE}=0$ est ici égal à $I_{S1}=1.9 \times 10^{-23}$ A. Il s'agit en fait de $\alpha_N I_{S1}$ mais en raison de la forte valeur de α_N qui sera explicité ultérieurement (ici $\alpha_N=0.92$) l'approximation est justifiée.

Etude de la caractéristique d'entrée $I_B(V_{BE})$:

Aux très faibles niveaux de polarisation, I_B présente un coefficient de non idéalité de 2 attribuable aux courants de recombinaison dans la zone de charge d'espace côté émetteur. A plus forts niveaux la pente tend vers 1 traduisant l'influence croissante du courant de recombinaisons en volume I_{RV} . I_{SR} est l'extrapolation de la partie linéaire de I_B pour $V_{BE}=0$, de pente différente de 1. Ici $I_{SR}=1.5 \times 10^{-14}$ A avec une pente $n_R=1.82$.

Détermination de R_E et R_B :

La courbure ΔV de $I_C(V_{BE})$ aux forts niveaux est attribuée aux chutes de tension dans les résistances séries R_E et R_B :

$$\Delta V = R_E I_{C_{V_{CB}=0}} + (R_E + R_B) I_{B_{V_{CB}=0}} \quad (IV.3)$$

Compte tenu de la relation (I.43) et des paramètres technologiques de l'échantillon 1017 nous pouvons déterminer la part de la résistance de base liée à la couche semi-conductrice, soit $R_{bb'}+R_{bbb}=2.25\Omega$; la mesure de la résistivité du contact de base à partir du motif T.L.M. donne la résistance de contact base $R_{BC}=0.6\Omega$. Nous avons donc $R_B=2.85\Omega$, et la résolution de (IV.3) donne alors pour l'émetteur $R_E=1\Omega$.

b) Caractéristiques statiques courant-tension en fonctionnement inversé :

Ici les variations des courants d'émetteur I_E et de base I_B sont relevées en fonction de la tension collecteur-base V_{CB} , tout en maintenant la tension base-émetteur V_{BE} nulle (figure IV.2).

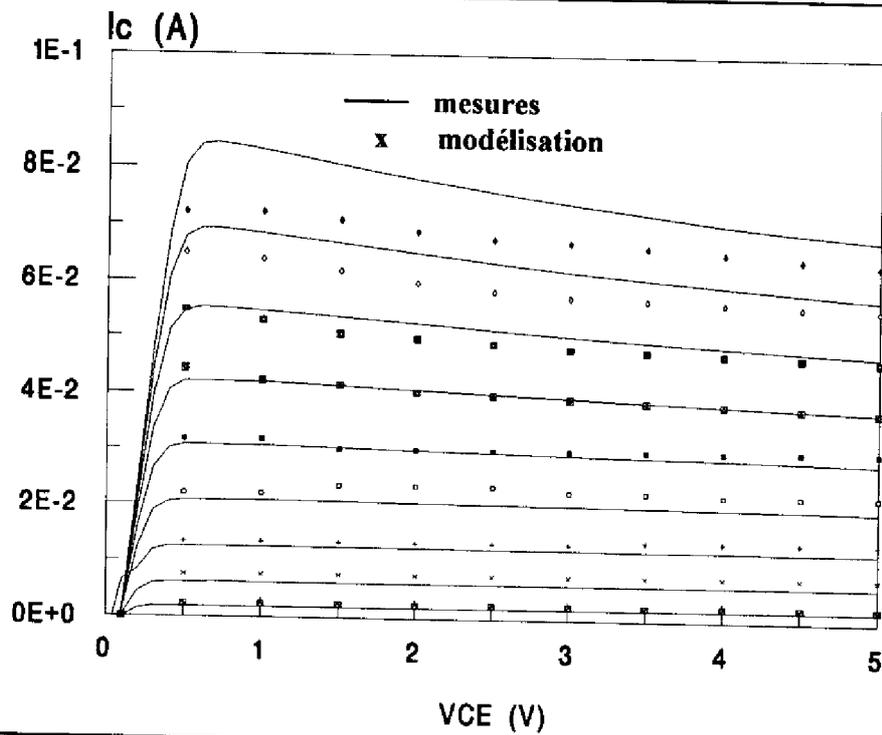


Figure IV.3.a : Comparaison mesures-modélisation des caractéristiques de sortie $I_C(V_{CE})$ de 2 à 18mA avec des échelons de courant de base de 2 mA (échantillon 1017-3)

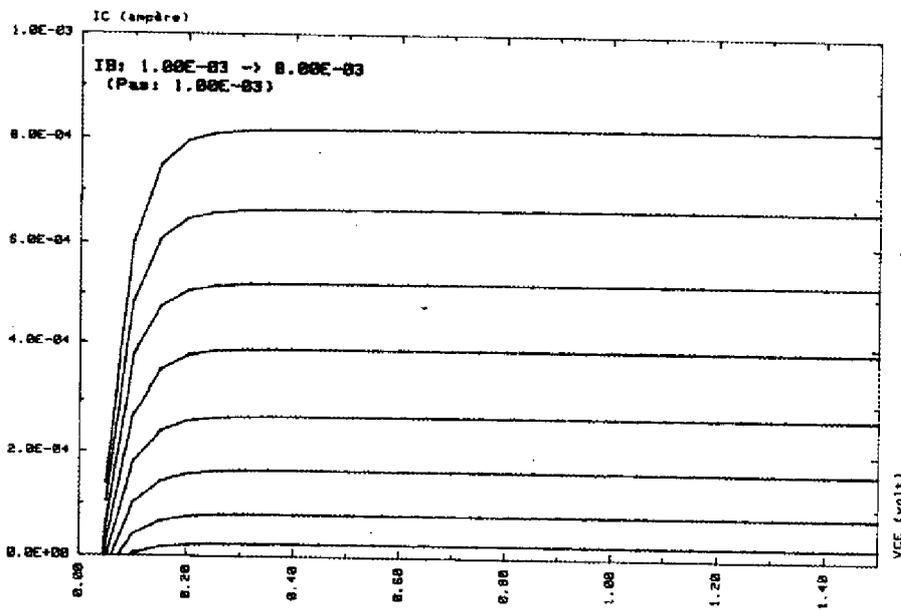


Figure IV.3.b : Mesures des caractéristiques de sortie inverse $I_E(V_{EC})$ de l'échantillon 1017-3

Les courants d'émetteur et de base s'identifient maintenant aux relations :

$$I_E = \alpha I_2 = \alpha I_{S2} \exp\left(\frac{V_{BC}}{n_0 U_T}\right) \quad (IV.4)$$

qui rend compte du courant d'électrons injectés du collecteur dans la base, et

$$I_B = I_L + (1 - \alpha)I_2 = I_{SL} \exp\left(\frac{V_{BC}}{n_L U_T}\right) + (1 - \alpha)I_2 \quad (IV.5)$$

dans laquelle le premier terme, qui sera prépondérant, traduit l'influence de la zone latérale de collecteur. A forts niveaux on vérifie la superposition des courants I_E en inverse et I_C en direct qui traduit la relation de réciprocité [1],

$$\alpha_N I_{S1} = \alpha I_{S2} \quad (IV.6)$$

I_{SL} est l'extrapolation à $V_{CB}=0$ de la partie linéaire de $I_B(V_{CB})$ pour laquelle la pente est proche de 2. Dans notre cas $I_{SL}=7.6 \times 10^{-13}$ A et $n_L=2.01$.

c) Réseaux de caractéristiques de sortie :

Caractéristiques de sortie $I_C(V_{CE})$ en régime direct :

La pente de la caractéristique dans la zone saturée (figure IV.3.a) nous donne la valeur de R_E+R_C . Dans notre cas avec $R_E=1\Omega$ nous obtenons la résistance globale de collecteur $R_C=0.6\Omega$.

Détermination du gain maximum β_{max} :

Le gain maximum que l'on mesure sur la caractéristique de transfert pour $V_{BE}=1.4$ V est de 5 (figure IV.1). En fait le gain maximum relevé pour ces composants sur les caractéristiques de sortie $I_C(V_{CE})$ est de 12 (cf figure IV.3). L'écart est attribué au fait qu'aux niveaux de courant considérés pour les mesures "Gummel plots", l'influence du courant de recombinaisons I_{SR} est encore marquée, et l'on n'atteint pas le gain maximum du dispositif. Pour notre modélisation le gain en courant en montage émetteur commun β_N sera pris égal à 12. De plus la relation :

$$\alpha_N = \frac{\beta_N}{\beta_N + 1} \quad (IV.7)$$

nous permet de déterminer le gain en courant en montage base commune, soit $\alpha_N=0.92$.

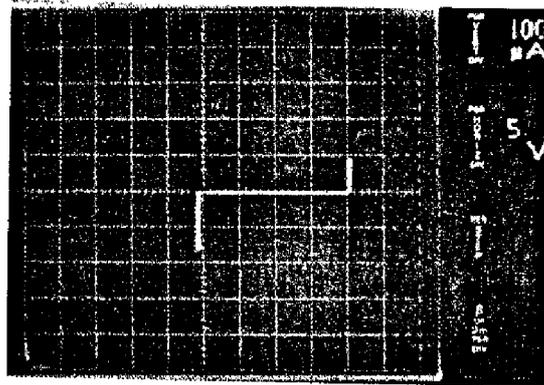


Figure IV.4 : Relevé de la tension de claquage base-collecteur de l'échantillon KOPIN 4

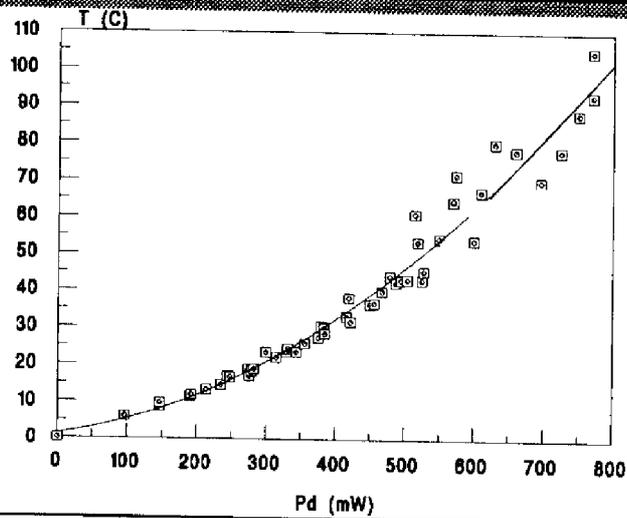


Figure IV.5 : Détermination de la résistance thermique

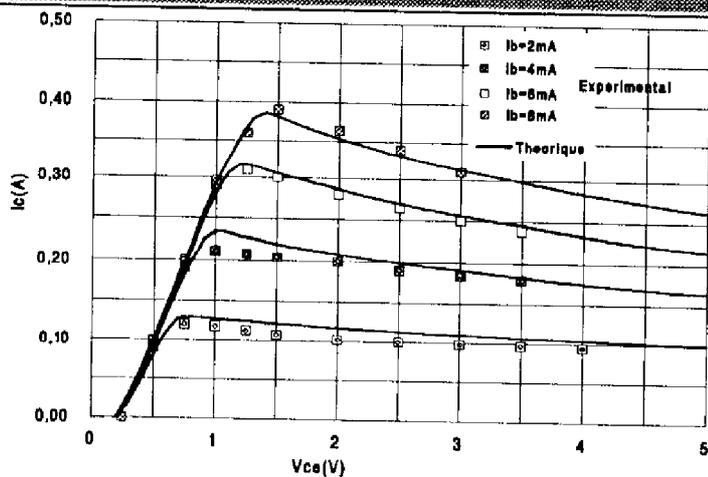


Figure IV.6 : Comparaison théorie-expérience des caractéristiques $I_c(V_{ce})$ de l'échantillon KOPIN 9

Caractéristiques de sortie en régime inverse $I_E(V_{EC})$:

Sur ces relevés (figure IV.3.b) nous mesurons le gain en inverse $\beta_I=0.02$. Cela nous permet de déterminer $\alpha_I=0.02$, ce qui, compte tenu de la relation de réciprocité, conduit à la valeur du courant de saturation $I_{S2}=8.5 \times 10^{-22}$ A.

d) Tension de claquage collecteur-base :

La mesure de la tension de claquage collecteur-base, à l'aide des motifs de test présentés au paragraphe II.2.3.a, permet une vérification a posteriori du niveau de dopage et de l'épaisseur de la zone N⁻ faiblement dopée de collecteur. Nous disposons pour cela de la relation :

$$BV_{CB} = BV_{CB\infty} \frac{W_N}{W_{T\infty}} \left[2 - \frac{W_N}{W_{T\infty}} \right] \quad (IV.8)$$

où $BV_{CB\infty}$ et $W_{T\infty}$ sont respectivement la tension de claquage et l'extension de la zone de charge d'espace (côté N) d'une jonction P⁺N ayant une région N très large (dans laquelle cette charge d'espace se développe librement), et W_N la longueur effective de la zone N.

Pour un composant de la série KOPIN 4 nous avons relevé par exemple une tension de claquage $V_{BC}=21$ V (figure IV.4) alors que le calcul nous donne 23 V.

e) Détermination de la résistance thermique :

La résistance thermique R_{TH} caractérise le mécanisme d'auto-échauffement du dispositif. Elle traduit l'élévation de température ΔT dans la zone active résultant de la puissance dissipée P_{diss} liée à la polarisation par la relation :

$$\Delta T = T_J - T_B = R_{TH} \cdot P_{diss} \quad (IV.9)$$

dans laquelle T_J et T_B désignent respectivement les températures de jonction et du boîtier.

La détermination de R_{TH} s'effectue à l'aide d'un équipement disponible au laboratoire. Pour ce faire, le transistor placé sur un support maintenu à une température de 20°C par le biais d'une circulation d'eau (de façon à fixer la température de la face arrière du substrat) est polarisé en montage émetteur commun. Les variations de courant collecteur induisent des variations de puissance dissipée, donc de température. Ces variations de température sont détectées par une caméra infrarouge placée au dessus de l'échantillon. Un exemple d'évolution

de la température en fonction de la puissance dissipée mesurée pour un transistor à un doigt d'émetteur est reportée sur la figure IV.5.

Selon le domaine de puissance dissipée considéré la valeur de R_{TH} fluctue de $120^{\circ}\text{C}\cdot\text{W}^{-1}$ (pour $P_{diss} \leq 150\text{-}200\text{ mW}$) jusqu'à $180^{\circ}\text{C}\cdot\text{W}^{-1}$ (pour $600\text{ mW} \leq P_{diss} \leq 800\text{ mW}$). Pour notre modélisation nous avons fixé la valeur de R_{TH} à celle relative aux domaines de courant et de tension utilisés pour chaque transistor. Le modèle ne prend donc pas en compte les variations possibles de la résistance thermique.

Le tableau IV.1 récapitule l'ensemble des éléments du modèle issus de la caractérisation statique pour l'échantillon 1017.3:

I_{S1} (A)	I_{S2} (A)	I_{SR} (A)	I_{SL} (A)	n_0	n_R	n_L	R_{TH} ($^{\circ}\text{C}\cdot\text{W}^{-1}$)
1.9×10^{-23}	8.7×10^{-22}	1.5×10^{-14}	7.6×10^{-13}	1	1.82	2.01	120
R_E (Ω)	R_{Bc} (Ω)	$R_{bb'} + R_{bbb}$ (Ω)	R_C (Ω)	β_N	α_N	β_I	α_I
1	0.6	2.25	0.6	12	0.92	0.02	0.02

Tableau IV.1 : Paramètres du modèle statique de l'échantillon 1017.3

f) Validation du modèle :

Les précédents paramètres ont été introduits dans notre modèle (cf figure I.5) implanté dans le simulateur de circuits ESACAP. Les résultats de simulation obtenus sont reportés sur les figures IV.1,2,3.a. L'accord entre modélisation et mesures est très bon pour les relevés de type "Gummel plots".

Pour les caractéristiques de sortie $I_C(V_{CE})$ on observe un décalage aux forts niveaux de courant de base, celui-ci est à imputer à l'évolution du courant de recombinaisons dans la zone de charge d'espace émetteur-base avec la température de fonctionnement. En effet pour ce paramètre, l'approche de modélisation qui reste globale et semi-empirique, notamment au travers du courant de saturation et du coefficient de non idéalité, ne prend pas en compte les effets de la température.

Pour un composant de la série KOPIN 9 où ces courants de recombinaisons sont négligeables dans le domaine de polarisation exploré et utile, l'accord entre mesures et modélisation est satisfaisant (figure IV.6). Pour cette série les paramètres déduits des caractéristiques statiques sont reportés dans le tableau IV.2.

I_{S1} (A)	I_{S2} (A)	I_{SR} (A)	I_{SL} (A)	n_0	n_R	n_L	R_{TH} (°C.W ⁻¹)
4×10^{-23}	2×10^{-21}	2.6×10^{-16}	1.4×10^{-20}	1.07	2	1.07	180
R_E (Ω)	R_{Bc} (Ω)	$R_{bb'} + R_{bbb}$ (Ω)	R_C (Ω)	β_N	α_N	β_I	α_I
0.9	1.3	1.2	1.86	70	0.99	0.02	0.02

Tableau IV.2 : Paramètres du modèle statique de l'échantillon KOPIN 9

Compte tenu des résultats obtenus nous pouvons donc conclure à la validité de notre modèle statique. Nous allons maintenant mener le même type d'étude pour le modèle dynamique petit signal.

IV.1.2 Caractérisation dynamique du T.B.H.

La modélisation dynamique nécessite d'une part la détermination analytique des éléments intrinsèques aux transistors, et d'autre part la détermination des éléments parasites de connexion et d'accès.

a) Détermination des éléments intrinsèques :

La résolution du modèle dynamique petit signal étant analytique (cf I.2.1.b) il faut introduire les paramètres géométriques des composants ainsi que les caractéristiques des couches utilisées (épaisseurs, dopages). Nous pouvons alors déterminer les capacités de transition des zones actives des jonctions émetteur-base et collecteur-base (C_{TE} , C_{TC}), de la zone latérale de la jonction base-collecteur (C_{TL}), ainsi que les différentes constantes de temps qui interviennent dans l'expression de la pulsation de transition (cf relation I.34). Celles-ci sont rappelons-le, τ_B temps de transit des porteurs dans la base, τ_C temps de transit des porteurs dans la zone de charge d'espace côté collecteur, τ_{capa} qui vérifie :

$$\tau_{capa} = \frac{U_T}{I_C} (C_{TE} + C_{TC}) \quad (IV.10)$$

et traduit l'influence des capacités de transition et de la polarisation, τ_M constante de temps liée à l'effet Miller, et τ'_C qui rend compte des éléments parasites (cf I.1.3.b).

Nous pouvons également affiner notre analyse des paramètres du modèle statique en identifiant maintenant les différentes composantes de la résistance de collecteur ($R_{CC'}$ et R_{CCC} pour les résistances des couches et R_{CC} pour la prise de contact).

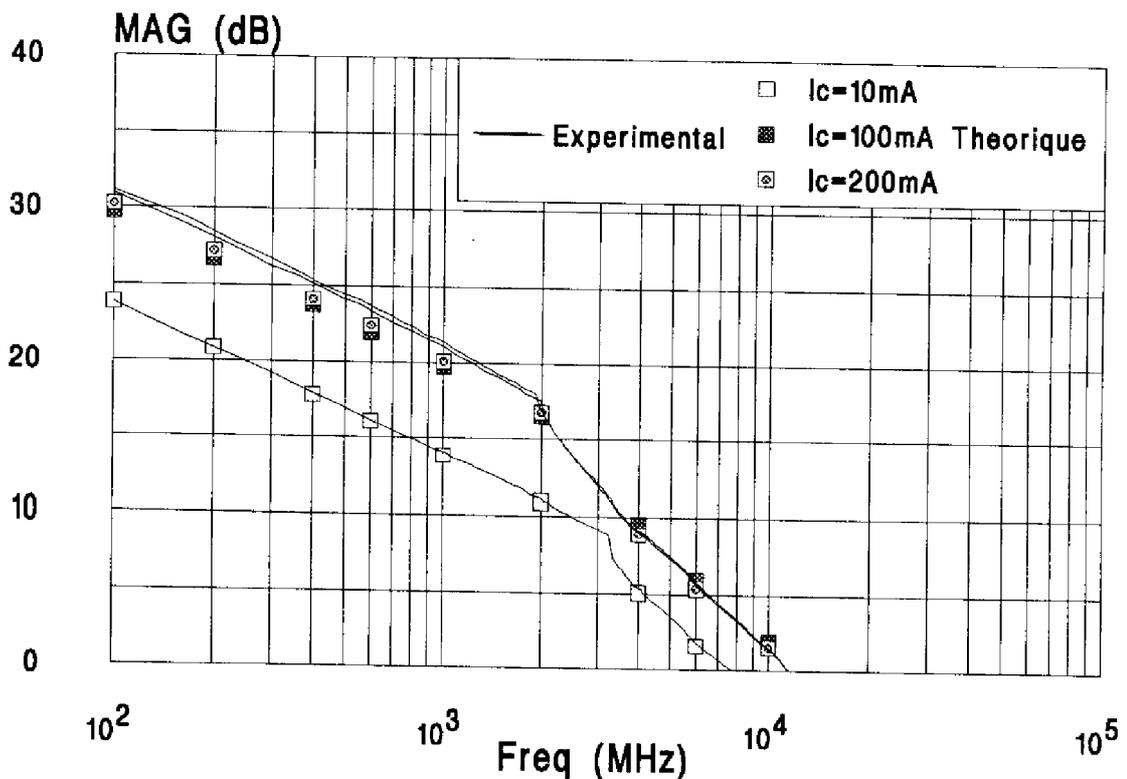
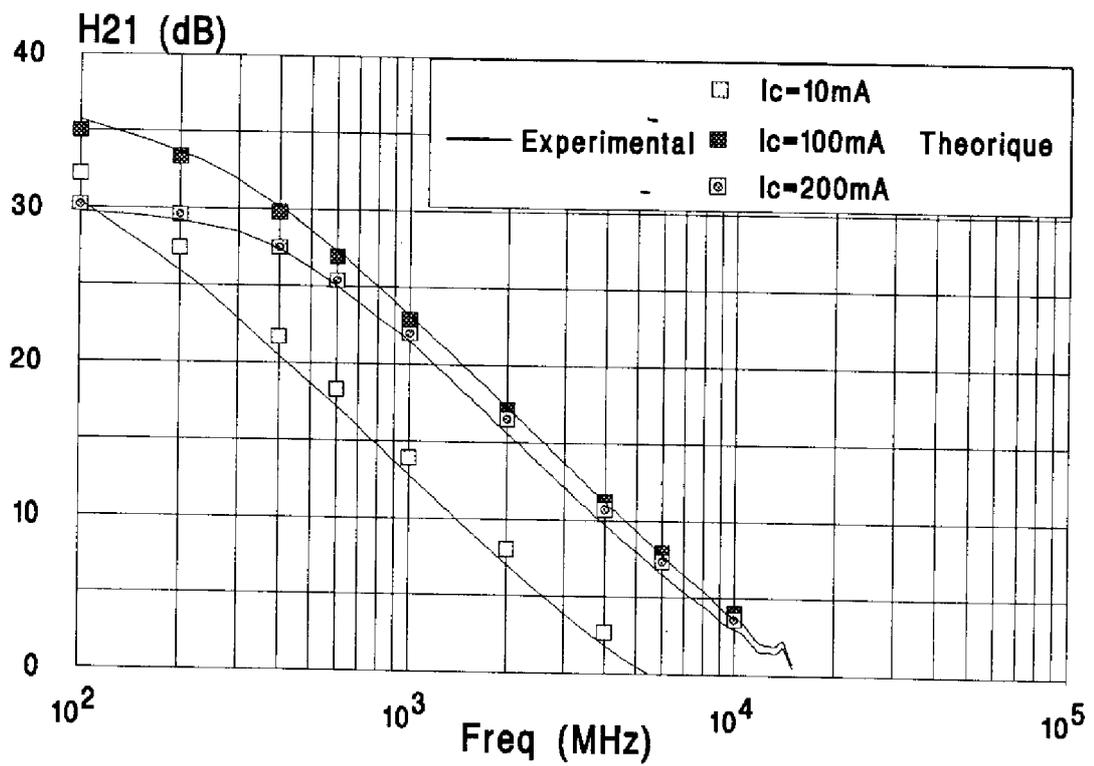


Figure IV.7 : Caractéristiques dynamiques de l'échantillon KOPIN 9 : comparaison théorie expérience

b) Détermination des éléments parasites :

Les mesures dynamiques s'effectuant sous pointes nous nous affranchissons des inductances de connexion. Toutefois pour éviter les problèmes de divergence lors de la simulation numérique, nous conservons $L_E=L_B=L_C=10^{-15}$ H.

Pour la même raison les capacités de connexion C_{BE} , C_{BC} , et C_{CE} se réduisent aux seules capacités dues aux prises de contact par les ponts à air et sont calculées à partir de la topologie des ponts (hauteur, superficie). Tous les paramètres utiles à la modélisation dynamique petit signal d'un composant de la série KOPIN 9 sont reportés dans le tableau IV.3.

β_N	R_E (Ω)	R_{Bc} (Ω)	R_{bbb} (Ω)	$R_{bb'}$ (Ω)	$R_{Cc}+R_{ccc}$ (Ω)	$R_{cc'}$ (Ω)
61	0.4	0.5	1.94	1.2	1.1	0.73
C_{TL} (F)	C_{TE} (F)	C_{TC} (F)	C_{BE} (F)	C_{EC} (F)	C_{BC} (F)	L_E (H)
1.6×10^{-12}	7.5×10^{-12}	2×10^{-12}	2.7×10^{-12}	5.4×10^{-12}	1×10^{-12}	1×10^{-15}
L_B (H)	L_C (H)	τ_C (s)	τ_B (s)	$\tau_M+\tau'C$ (s)	τ_{capa} (s)	R_{TH} ($^{\circ}C.W^{-1}$)
1×10^{-15}	1×10^{-15}	2.47×10^{-12}	2.07×10^{-12}	4.75×10^{-12}	3.2×10^{-12}	180

Tableau IV.3 : Paramètres du modèle dynamique de l'échantillon KOPIN 9 pour $I_C=100$ mA et $V_{CE}=5$ V

c) Validation du modèle dynamique petit signal :

La caractérisation du régime dynamique petit signal s'appuie sur la mesure des paramètres [S] des transistors à partir d'un banc disponible au laboratoire, utilisant l'analyseur H.P. 8510 et pouvant aller jusqu'à 40 GHz. Les mesures sont effectuées directement sur plaquette, à l'aide des pointes hyperfréquences de type Cascade-Microtech. Nous avons alors accès aux fréquences de transition f_T et maximale d'oscillation f_{max} , caractéristiques des performances du transistor en régime dynamique.

Pour valider notre modèle nous avons comparé les résultats issus des mesures et ceux issus des calculs, en ce qui concerne l'évolution des gains en courant H_{21} et en puissance MAG/MSG en fonction de la fréquence (figure IV.7). Le bon accord observé entre mesures et modélisations valide notre approche. Nous avons pu mesurer, pour ce dispositif, un f_T de 17 GHz et un f_{max} de 12 GHz. Notons que l'influence de la polarisation sur les performances dynamiques, qui apparait clairement sur cette figure, sera explicitée ultérieurement.

En nous appuyant sur des exemples d'extraction des paramètres des modèles statiques et dynamiques que nous avons développés, nous avons démontré leur validité. C'est à partir de l'analyse de ces différents paramètres que nous avons optimisé les diverses étapes de notre processus technologique.

IV.2 PERFORMANCES STATIQUES ET DYNAMIQUES DES T.B.H.

Nous allons présenter les performances obtenues sur les différentes séries d'échantillons que nous avons réalisés en insistant plus particulièrement sur la corrélation entre les résultats mesurés et l'évolution du processus de fabrication.

IV.2.1 Analyse de l'optimisation des performances

Différentes séries de transistors ont donc été fabriquées à partir de la technologie présentée au chapitre III. Au fil des réalisations, les caractéristiques tant statiques que dynamiques des composants se sont améliorées, conséquence directe de l'optimisation progressive des étapes technologiques, liée à la maîtrise des diverses techniques de fabrication (dépôts métalliques, gravures ioniques réactives).

Nous avons réalisé 45 séries de dispositifs : le tableau IV.4 présente l'évolution des caractéristiques et performances obtenues sur quelques séries significatives pour des transistors à un doigt d'émetteur, au travers des paramètres statiques (gain en courant maximum β_N , tension de claquage BV_{CB}), dynamiques (f_T , f_{max}) et technologiques (résistivités de contact).

Echantillon	β_N	BV_{CB} (V)	Offset (V)	ρ_{CE} ($\Omega.cm^2$)	ρ_{CB} ($\Omega.cm^2$)	ρ_{CC} ($\Omega.cm^2$)	R_{E+RC} (Ω)	f_T (GHz)	f_{max} (GHz)
933-1	10	25	0.48	1.2×10^{-5}	2.2×10^{-5}	3.7×10^{-7}	5.4	9	7.5
1017-2	10	9	0.25	4×10^{-6}	2.4×10^{-5}	10^{-6}	3.33	8.5	8.5
1053-1	20	23	0.08	2×10^{-6}	6.5×10^{-6}	6×10^{-7}	2.86	16	11
1089-1	15	23	0.1	1.3×10^{-5}	1×10^{-5}	2.7×10^{-7}	4	16.5	11
QED1	60	15	0.125	10^{-6}	8×10^{-6}	4×10^{-7}	2	20	13
QED2	70	23	0.150	2×10^{-6}	9×10^{-6}	3.3×10^{-7}	2.2	16	13.5

Tableau IV.4 : Evolution des performances pour différentes séries de transistors à 1 doigt d'émetteur (les performances dynamiques ont été relevées à $I_C=100$ mA et $V_{CE}=5$ V)

Les premières réalisations ont donné des fréquences de transition f_T de 9 GHz et des fréquences maximales d'oscillation f_{max} du même ordre. Les derniers échantillons traités (à partir de la série 1053) permettent d'atteindre un f_T de 16 à 20 GHz et un f_{max} de l'ordre de 13 GHz.

A partir des paramètres du tableau IV.4 nous pouvons corrélérer l'amélioration des performances à différentes évolutions de nos étapes technologiques.

Epitaxie :

Pour expliquer l'évolution du gain statique en courant deux éléments sont à considérer.

Premièrement le passage d'un gain de 10 pour les échantillons 933-1 et 1017-2, à un gain de l'ordre de 15 à 20 pour les échantillons 1053-1 et 1089-1 est dû à une diminution de l'épaisseur de la couche de base de 1000 Å à 800 Å.

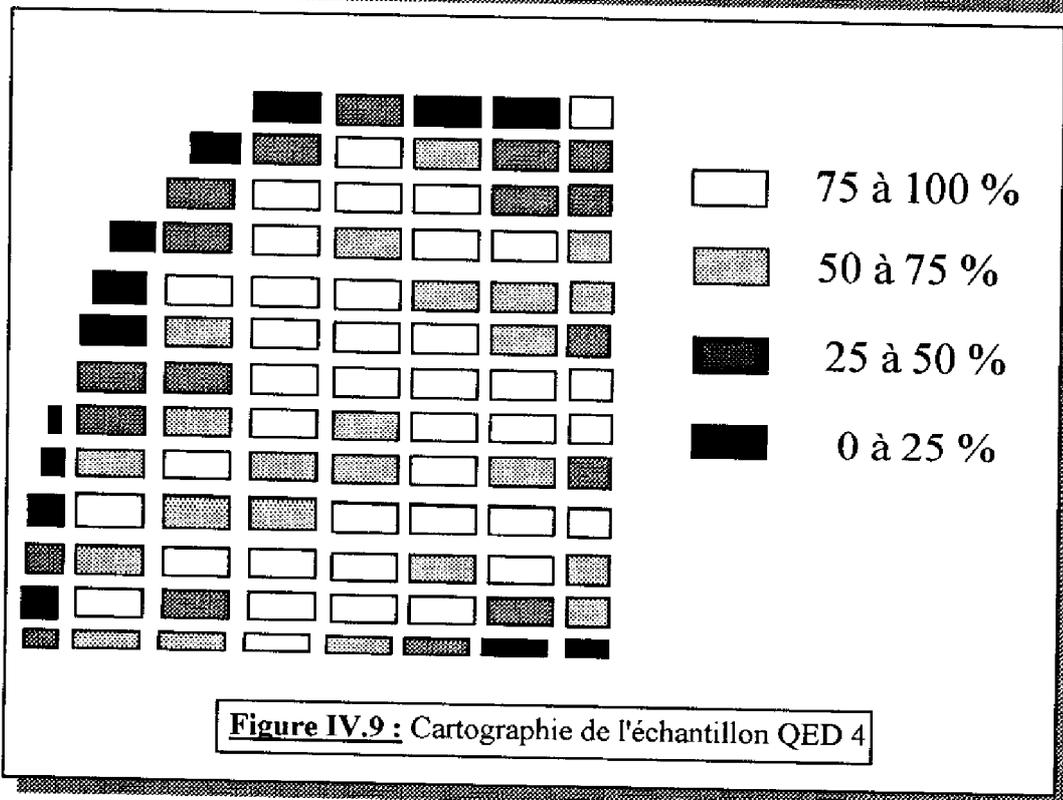
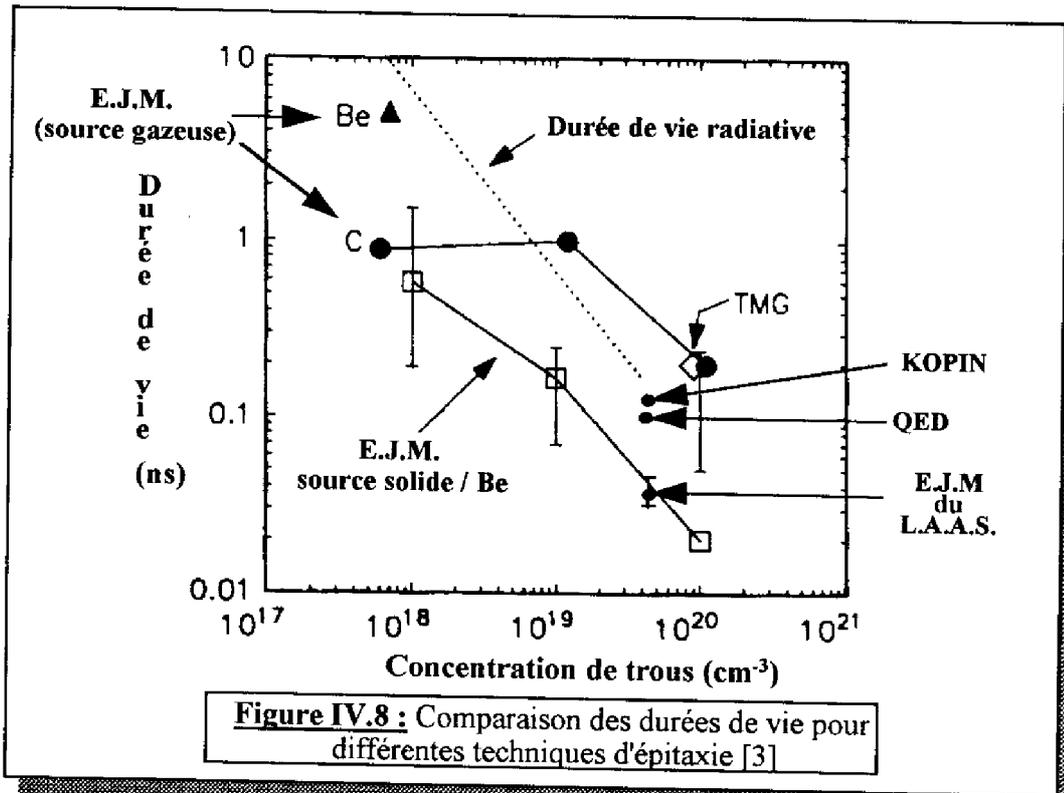
Deuxièmement l'écart que l'on note entre les quatre premiers échantillons et les deux derniers est attribué à la différence de technique de croissance utilisée. En effet les substrats épitaxiés sont issus soit du bâti d'E.J.M. du laboratoire, soit de fonderies commerciales faisant appel à différentes techniques : E.J.M. avec base dopée Beryllium pour la série QED, M.O.C.V.D. avec base dopée Carbone pour la série KOPIN. Il existe donc des différences sur la nature des interfaces et sur la durée de vie des porteurs, ce qui influence directement le facteur de transport dans la base δ et donc le gain en courant des transistors (cf relation I.30). Les durées de vie mesurées sur nos structures varient entre 3 et $4 \cdot 10^{-11}$ s, alors qu'elles sont de $1.1 \cdot 10^{-10}$ et $1.32 \cdot 10^{-10}$ s pour les QED et KOPIN respectivement, d'où l'obtention de gains en courant plus faibles pour les transistors issus de nos épitaxies ($\delta=15-20$). Nous avons reporté pour comparaison sur la figure IV.8 l'évolution de la durée de vie des électrons en fonction du dopage de base pour différentes techniques d'épitaxie, à partir de résultats issus de la littérature. Les valeurs que nous obtenons sur nos épitaxies sont cependant conformes aux valeurs communément obtenues pour l'E.J.M. avec source solide [2].

Dans ce tableau il n'est pas fait mention de l'augmentation de l'épaisseur de la couche N^+ GaAs de sous-collecteur. En passant de 1 μm pour les échantillons QED à 1.5 μm pour les échantillons 933-1, 1017-2 et 1053-1, puis 2 μm pour l'épitaxie 1089-1, la résistance carrée de la couche de sous-collecteur a évolué de 8 Ω/\square à 4 Ω/\square , ce qui va dans le sens d'une amélioration des performances dynamiques, par la réduction de la résistance R_{CC} .

Enfin mentionnons que lors des dernières épitaxies nous avons réduit la largeur de l'espaceur entre l'émetteur et la base à 100 Å, sans noter de dégradation des performances.

Réalisation des contacts :

A partir du tableau IV.4 on peut également faire la corrélation entre l'accroissement des performances et l'optimisation des résistivités de contact qui sont passées de 10^{-5} à



$10^{-6} \Omega.cm^2$ pour l'émetteur et sont devenues inférieures à $10^{-5} \Omega.cm^2$ pour la base. L'optimum est obtenu pour les échantillons QED, pour lesquels la somme R_E+R_C a été réduite à 2Ω , et qui ont donc les meilleures performances dynamiques.

Gravure des couches :

La reproductibilité observée sur les valeurs des tensions de claquage montre le bon contrôle obtenu sur la gravure sèche du mesa de base. La valeur de 23 V est conforme à celle prévue théoriquement pour un collecteur GaAs N^- de 1 μm d'épaisseur.

Rendement de fabrication :

Des rendements de 80 à 90% ont été obtenus sur nos échantillons de $10cm^2$, attestant à la fois de la bonne uniformité des couches épitaxiées et du contrôle des diverses étapes technologiques. Une illustration est donnée sur la cartographie de la figure IV.9 pour l'échantillon QED 4 relatif à la dernière série réalisée, où pour chaque rectangle correspondant à une cellule élémentaire (cf figure II.11) nous avons reporté le pourcentage de transistors présentant un fonctionnement correct.

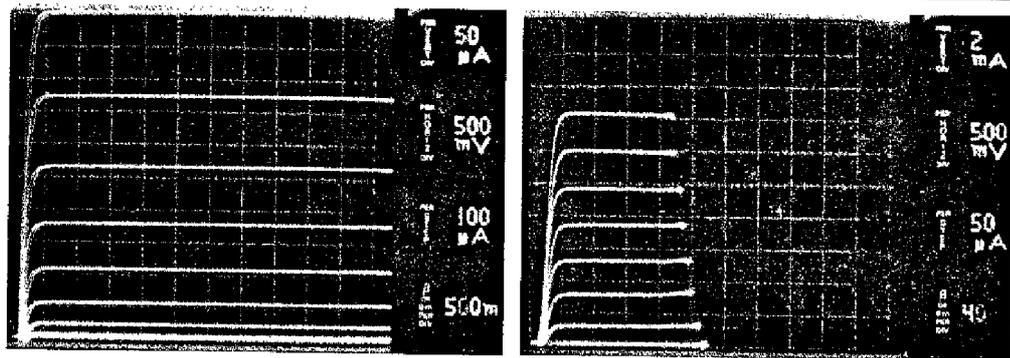
IV.2.2 Performances statiques

Nous allons présenter les caractéristiques statiques typiques obtenues sur nos dispositifs et plus particulièrement celles relevées sur les séries 1053-1 et QED1.

a) Transistors unidigités :

Nous avons reporté sur la figure IV.10 les caractéristiques de sortie $I_C(V_{CE})$, relevées sous pointes pour des transistors à un doigt d'émetteur. A bas niveau de courant (figure IV.10.a), les transistors présentent un fonctionnement correct avec un gain en courant proche de 2 pour la série 1053-1 et de 20 pour la série QED1. Le gain augmente avec le courant collecteur pour la première série jusqu'à atteindre une valeur maximale de 20, tandis qu'il demeure constant et égal à 50 dès les niveaux intermédiaires pour la deuxième série (figure IV.10.b). Cette différence de comportement s'explique par l'influence des courants de recombinaisons à l'interface de la jonction émetteur-base qui est plus importante dans le cas du transistor 1053-1, comme cela a déjà été mentionné précédemment (cf IV.1).

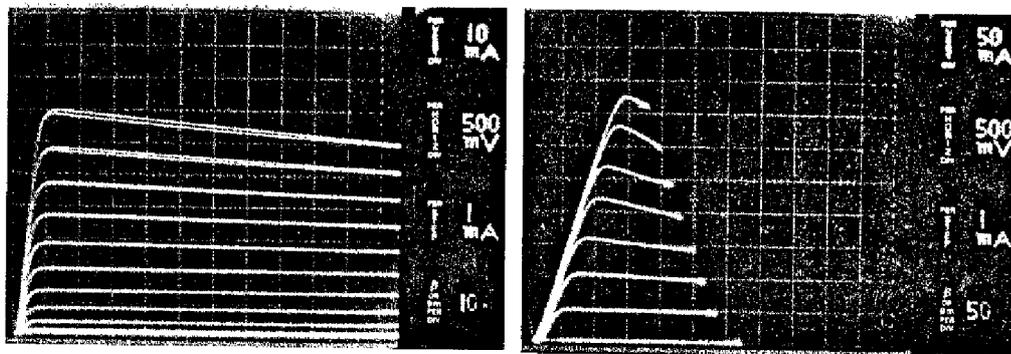
Pour des courants de collecteur de l'ordre de 50 mA pour la série 1053 et de 150 mA pour la série QED, nous pouvons noter l'apparition de l'influence des effets thermiques qui se traduisent par la décroissance du gain en courant pour les fortes puissances dissipées (cf I.3.1).



1053-1

QED 1

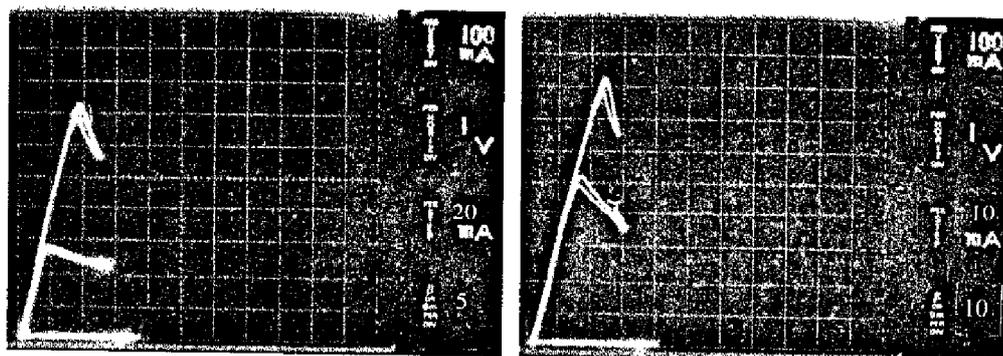
a) Caractéristiques bas niveau



1053-1

QED 1

b) Caractéristiques dans le domaine classique d'utilisation



1053-1

QED 1

c) Caractéristiques fort niveau

Figure IV.10 : Caractéristiques de sorties $I_C(V_{CE})$ sous pointes pour les échantillons 1053-1 et QED 1

A très forts niveaux de courant collecteur (figure IV.10.c) l'influence du thermique est encore plus marquée. Les deux types de transistors présentent des performances maximales proches, la puissance dissipée en statique P_{DC} atteignant 1.5 à 2W à $V_{CE}=2V$: cette limitation est imposée par l'auto-échauffement des dispositifs.

b) Structures interdigitées :

Les caractéristiques de sortie $I_C(V_{CE})$ de la figure IV.11 donnent les performances des transistors à 4, 16, 32 doigts d'émetteur pour l'échantillon QED1. Bien qu'à forts niveaux de courant la décroissance du gain soit moins marquée lorsque le nombre de doigts d'émetteur augmente, les possibilités en puissance statique ne croissent pas dans les proportions attendues pour les différentes topologies. Cette limitation est liée à la conception des composants.

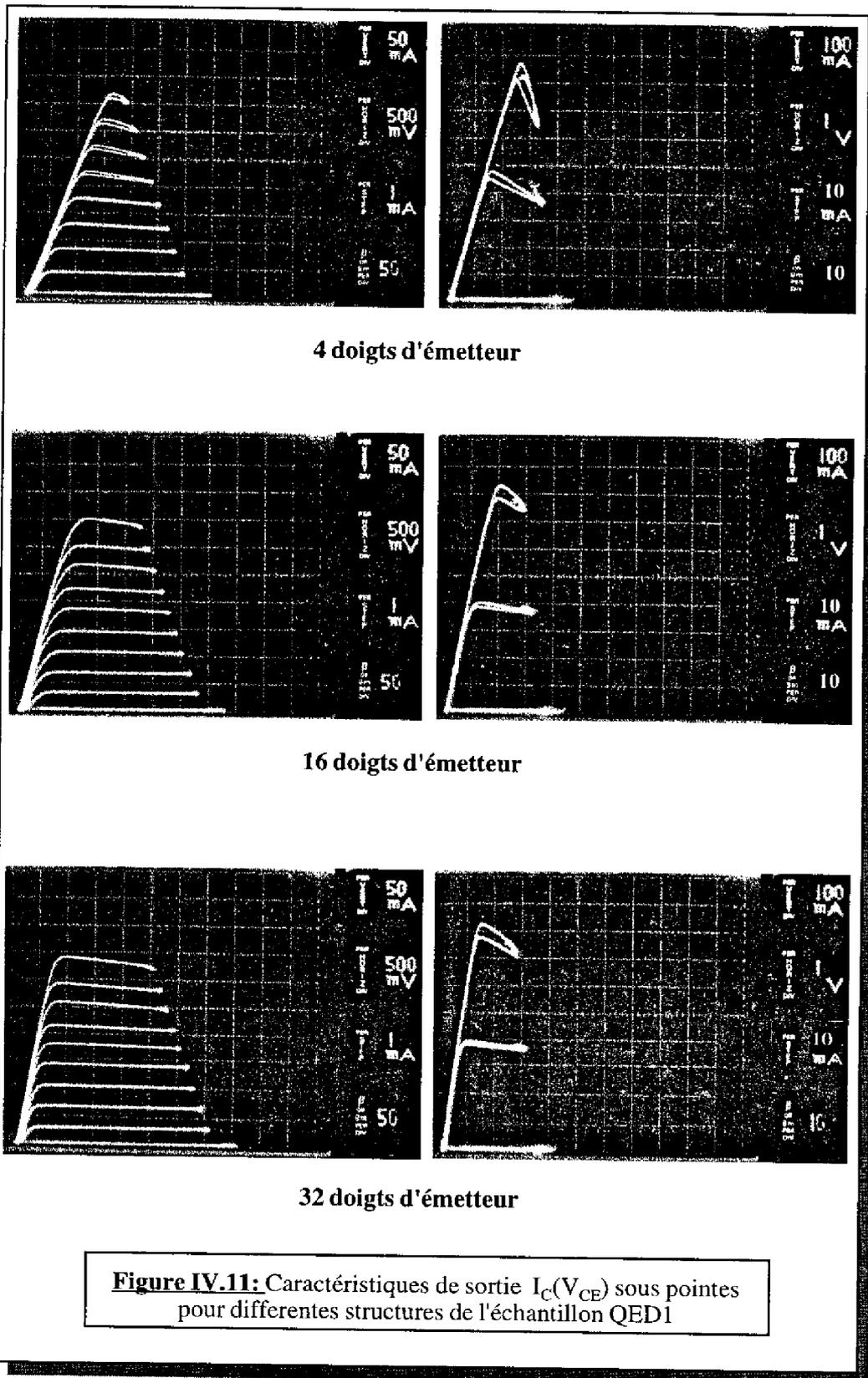
En effet l'écartement trop faible des doigts d'émetteur (10 μm) induit un couplage thermique important, lorsque l'épaisseur du substrat est grande (ici de l'ordre de 450 μm). Comme cela a été décrit au premier chapitre il en résulte une non uniformité de la température dans la structure multi-cellulaire qui par ailleurs s'accroît sous l'effet du couplage électrothermique; les doigts centraux qui sont à la température la plus élevée drainent la plus grande partie du courant et la valeur de la résistance thermique "globale" apparente ne décroît plus évidemment comme l'inverse du nombre de doigts.

Ce point particulier a pu être vérifié par une étude thermique menée récemment au sein de notre équipe, en collaboration avec le groupe "Composants Intégrés de Puissance" du L.A.A.S. Elle s'appuie sur une résolution numérique des équations de transfert de chaleur en trois dimensions et rend compte de la dépendance de la conductivité thermique au moyen de la transformée de Kirchoff [3]. La figure IV.12 nous montre un exemple de répartition transversale et longitudinale de température ainsi obtenue sur nos structures à 4 doigts d'émetteur, où pour une puissance fixée à 1 W, la température dans le transistor atteint 220°C. L'amélioration des performances passe donc par la minimisation du couplage thermique afin de réduire la température de fonctionnement du transistor.

A titre de comparaison, nous avons reporté sur la figure IV.13 les variations du gain en courant en fonction du courant collecteur pour les différents types de transistor de la série QED 1.

La dégradation du gain observée à courant collecteur fixé lorsque le nombre de doigts d'émetteur augmente, traduit évidemment l'effet croissant des mécanismes de recombinaisons qui sont directement liés à la surface active des dispositifs.

La valeur maximale du gain relevé pour chacune des structures correspond pratiquement à la valeur du facteur de transport.



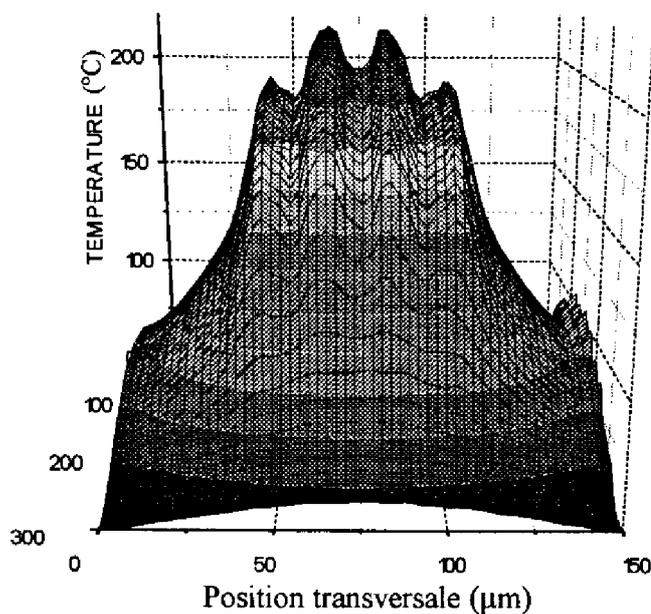


Figure IV.12 : Modélisation de la répartition de la température dans un TB.H à 4 doigts d'émetteur sur un substrat de GaAs

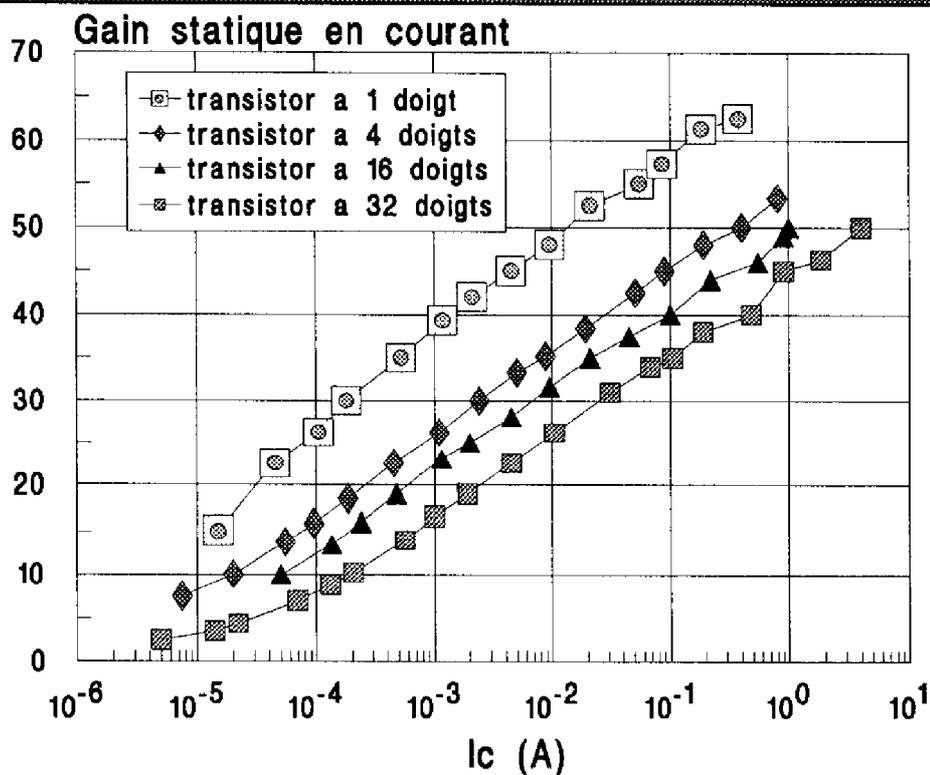
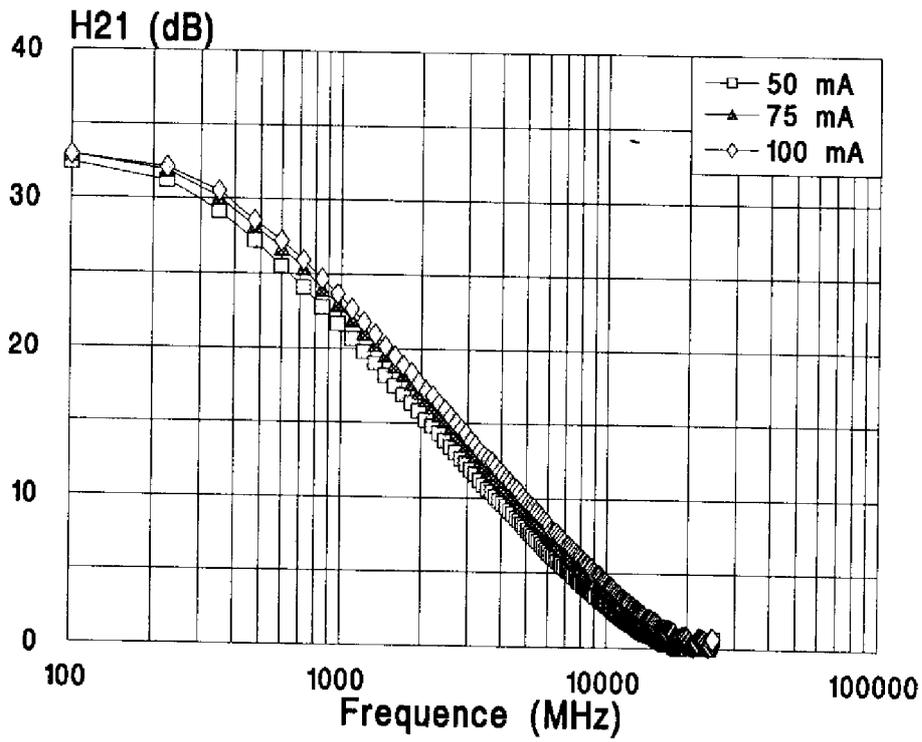
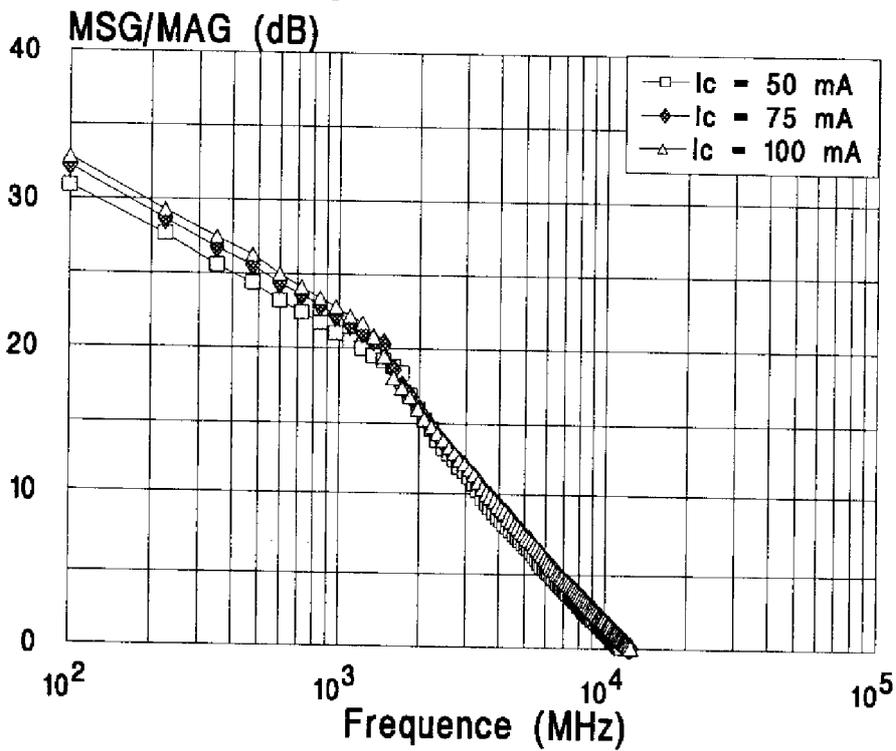


Figure IV.13 : Variations du gain en courant en fonction du courant collecteur pour les différentes structures de l'échantillon QED 2



a) gain en courant



b) gain en puissance

Figure IV.14 : Performances dynamiques mesurées pour un T.B.H. à 1 doigt d'émetteur (série QED-1)

Enfin, nous mentionnerons les conditions de polarisation extrêmes, limitées par la dissipation thermique, mises en oeuvre dans le transistor à 32 doigts : $I_C = 4A$ ($J_C \approx 6.10^3 A.cm^{-2}$), $P_{diss} \approx 6W$.

IV.2.3 Performances dynamiques

a) Transistors unidigités :

Les figures IV.14 et IV.15 illustrent les résultats de caractérisations dynamiques sous pointes des composants QED 1 et 1053.1 respectivement en fonction de la polarisation.

Les performances correspondantes donnant les fréquences de transition f_T et maximales d'oscillation f_{max} sont regroupées dans le tableau IV.5.

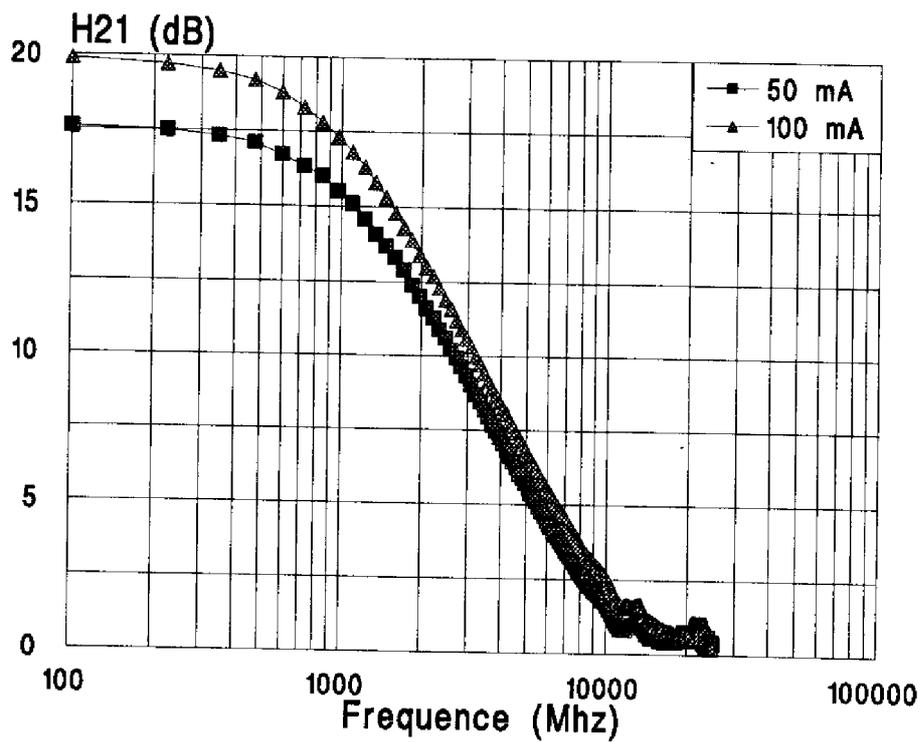
	$I_C=50mA$ $V_{CE}=5V$		$I_C=75mA$ $V_{CE}=5V$		$I_C=100mA$ $V_{CE}=5V$	
	f_T	f_{max}	f_T	f_{max}	f_T	f_{max}
QED 1	16	12	18	12	20	13
1053.1	14	10			16	11

Tableau IV.5 : Performances fréquentielles de composants unidigités

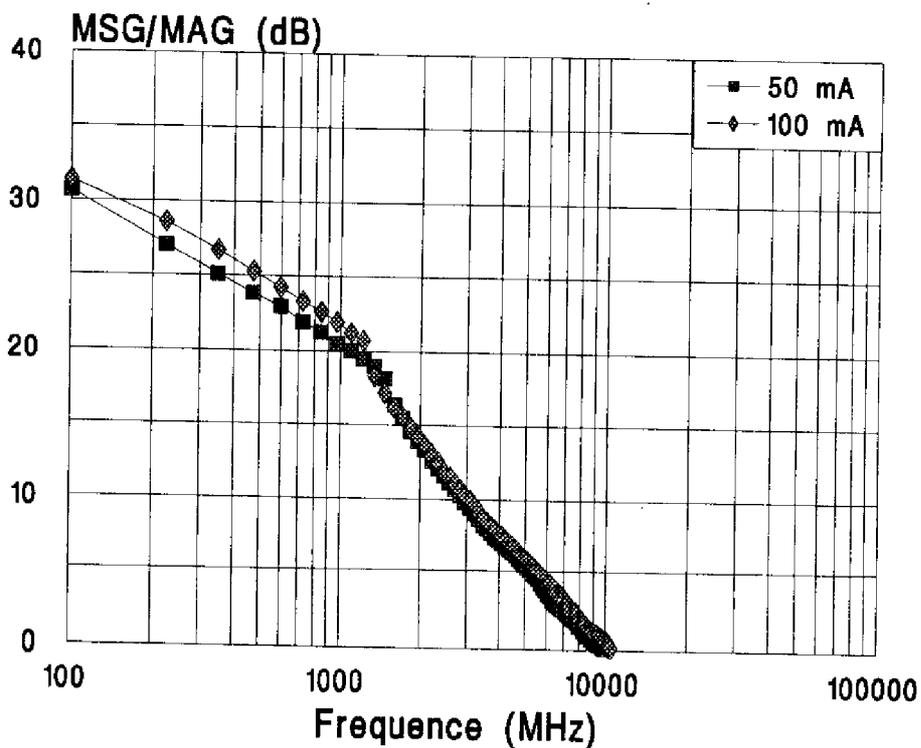
Afin d'analyser ces performances, nous avons, pour l'échantillon QED 1, déterminé les éléments du modèle dynamique à partir des méthodes d'extraction présentées précédemment. Les paramètres reportés dans le tableau IV.6 correspondent à un courant collecteur $I_C = 100 mA$ et une tension collecteur-émetteur $V_{CE} = 5V$.

β_N	$R_E (\Omega)$	$R_{Bc} (\Omega)$	$R_{bbb} (\Omega)$	$R_{bb'} (\Omega)$	$R_{Cc} + R_{ccc} (\Omega)$	$R_{cc'} (\Omega)$
46	0.6	0.8	1.7	1.25	0.15	0.44
$C_{TL} (F)$	$C_{TE} (F)$	$C_{TC} (F)$	$C_{BE} (F)$	$C_{EC} (F)$	$C_{BC} (F)$	$L_E (H)$
1.2×10^{-12}	7.8×10^{-12}	1.55×10^{-12}	2.7×10^{-12}	5.4×10^{-12}	1×10^{-12}	1×10^{-15}
$L_B (H)$	$L_C (H)$	$\tau_C (s)$	$\tau_B (s)$	$\tau_M + \tau_C (s)$	$\tau_{capa} (s)$	$R_{TH} (^\circ C.W^{-1})$
1×10^{-15}	1×10^{-15}	3.3×10^{-12}	2.6×10^{-12}	2.12×10^{-12}	3.1×10^{-12}	180

Tableau IV.6 : Paramètres du modèle dynamique pour un transistor à 1 doigt de l'échantillon QED 1 (performances dynamiques à $I_C = 100 mA$ et $V_{CE} = 5V$)



a) gain en courant



b) gain en puissance

Figure IV.15 : Performances dynamiques mesurées pour un T.B.H. à 1 doigt d'émetteur (série 1053-1)

L'évolution de la fréquence de transition en fonction du courant collecteur s'interprète aisément à partir de la réécriture de la relation (I.34)

$$\frac{1}{\omega_T} = \frac{U_T}{I_C} (C_{TE} + C_{TC}) + \tau_B + \tau_C + \tau_M + \tau'_C \quad (IV.11)$$

- lorsque le courant collecteur croît, la constante de temps τ_{capa} définie par le premier terme et relative à la charge des capacités de transition diminue, ce qui conduit à une augmentation de la fréquence de transition. Nous avons étendu les mesures dynamiques à des courants de collecteur supérieurs à 100 mA mais l'échauffement des composants limite alors les performances. En effet, comme le montre la figure IV.7, pour $I_C=200$ mA il y a une chute du gain en courant dynamique H_{21} , et diminution de la fréquence de transition. A cette polarisation, l'augmentation de la température de jonction induit celle du temps de transit τ_B au travers de la dégradation de la mobilité des électrons, d'où les limitations fréquentielles du dispositif.

L'optimum est donc obtenu pour les transistors à 1 doigt d'émetteur pour $I_C = 100$ mA et $V_{CE} = 5V$.

- la fréquence de transition dite intrinsèque f^*_T qui correspond à la limitation par les seuls temps de transit dans la base τ_B et dans la zone de charge d'espace de collecteur τ_C et qui s'écrit donc :

$$f^*_T = \frac{1}{2\pi(\tau_B + \tau_C)} \quad (IV.12)$$

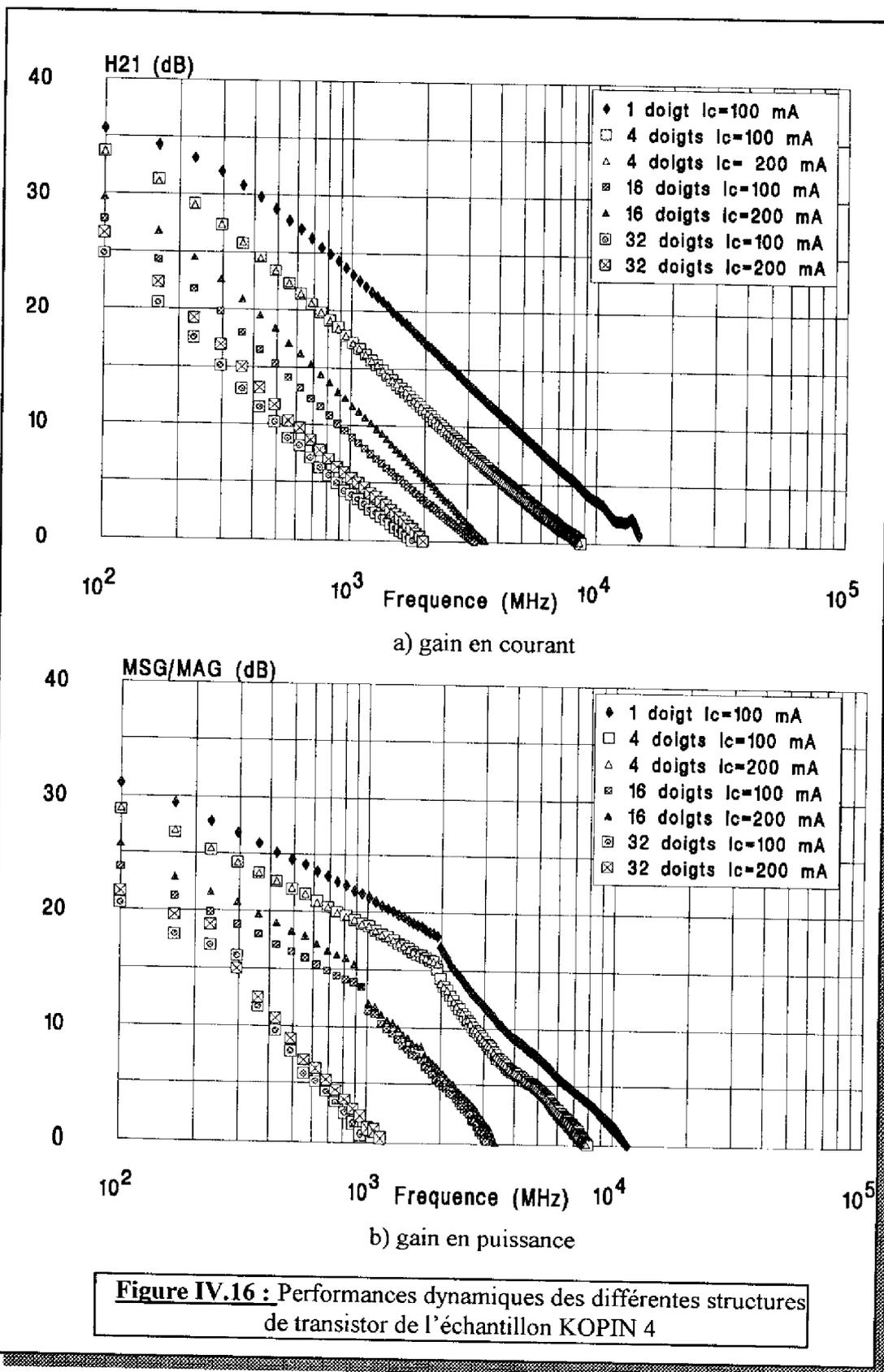
prend la valeur de 26 GHz avec respectivement $\tau_B = 2.6$ ps et $\tau_C = 3.3$ ps lorsque $V_{CE} = 5V$.

On peut donc noter que nos performances $f_T = 20$ GHz à $I_C = 100$ mA et $V_{CE} = 5V$, sont proches des limites intrinsèques, ce qui montre que le poids des constantes de temps τ_{capa} , τ_M et τ'_C , qui sont fonction des paramètres technologiques, a été réduit comparé à celui de $\tau_B + \tau_C$.

En ce qui concerne le gain en puissance, l'observation des figures IV.14.b et IV.15.b montre que la dépendance du M.S.G. au courant collecteur est sensiblement la même que celle du gain en courant, tandis que celle du M.A.G. est, elle, pratiquement inexistante.

En nous appuyant sur l'expression analytique simple de la fréquence maximale d'oscillation, déduite du calcul du gain en puissance en négligeant la réaction interne que nous rappelons ici :

$$f_{\text{max}} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi(R_{bb'} + R_{bbb})C_{TC}}} \quad (IV.13)$$



nous observons que la contribution relativement importante de la résistance de base latérale R_{bbb} (1.7Ω pour 1.25Ω de résistance de base intrinsèque, cf tableau IV.6) constitue une limitation de nos dispositifs. On voit donc ici l'intérêt que devrait apporter l'auto-alignement de base par rapport à l'émetteur. Enfin, on peut également noter sur les relevés du gain en puissance que la limite de stabilité est identique pour les deux échantillons, et se situe à 1.5 GHz, ce qui s'avère intéressant pour la gamme d'application visée.

b) Structures interdigitées :

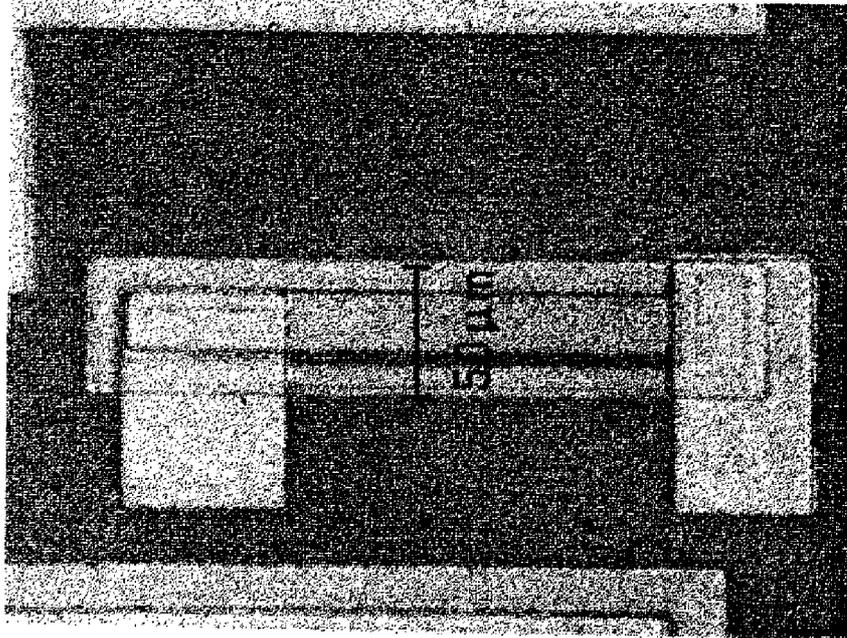
Nous avons reporté sur la figure IV.16 les résultats obtenus pour les transistors à 1, 4, 16 et 32 doigts de la série KOPIN 4. Les meilleures performances sont résumées dans le tableau IV.7.

	$I_C=100 \text{ mA}$ $V_{CE}=5V$		$I_C=200 \text{ mA}$ $V_{CE}=5V$	
	f_T	f_{max}	f_T	f_{max}
1 doigt	15	12		
4 doigts	8.5	8	8.5	8
16 doigts	3.2	3.2	3.5	3.4
32 doigts	1.8	1	2	1.2

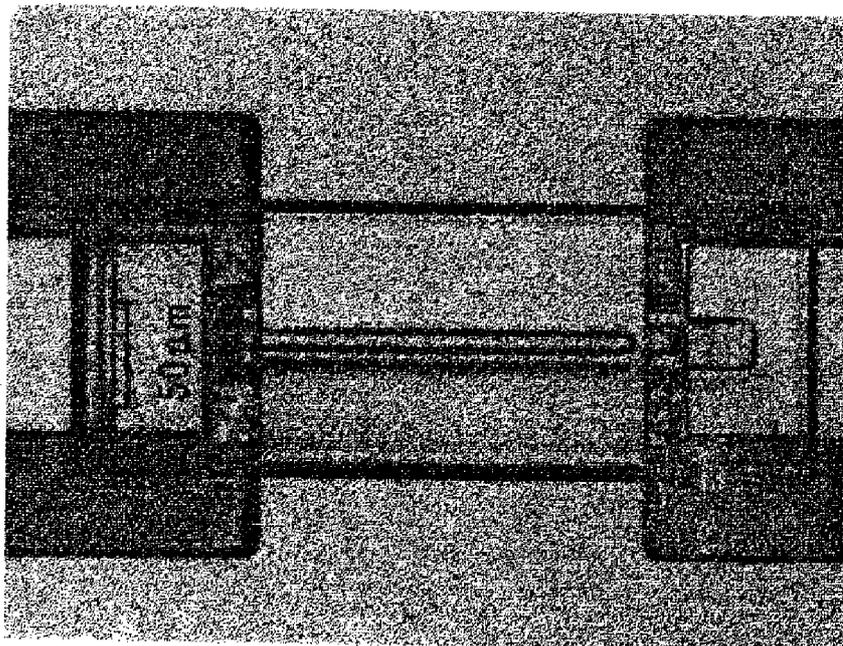
Tableau IV.7 : Performances fréquentielles en fonction de la topologie des composants de l'échantillon KOPIN 4

Les performances fréquentielles en ce qui concerne le gain en courant et le gain en puissance se dégradent lorsque le nombre de doigts d'émetteur augmente. En effet, pour les transistors à 4, 16 et 32 doigts, les mesures effectuées pour une même polarisation $I_C = 200 \text{ mA}$ et $V_{CE} = 5V$ correspondent à un fonctionnement à des densités de courant collecteur 4, 16 et 32 fois plus faibles que pour le transistor à 1 doigt, ce qui affecte les performances dynamiques (f_T dépendant directement de la polarisation).

La valeur de 200 mA est la limite en courant imposée par le banc de mesures de paramètres [S] (limite du courant admissible dans les pointes H.F. pour testeur Cascade-Microtech). La figure IV.16.a montre qu'à ce courant nous avons atteint les limites fréquentielles pour les transistors à 4 doigts, ce qui n'est pas le cas pour les transistors à 16 et 32 doigts.



Composant à 1 doigt d'émetteur de $20 \times 200 \mu\text{m}^2$
(ancienne technologie)



Composant à 1 doigt d'émetteur de $10 \times 200 \mu\text{m}^2$
(nouvelle technologie)

Figure IV.17 : Exemples de réalisations des anciennes
et nouvelles technologies

Bien que stables à partir de 300 MHz (figure IV.16.b) les transistors à 32 doigts d'émetteur ne sont pas utilisables, dans ces conditions de polarisation, pour l'amplification de puissance à 2 GHz. Les transistors à 4 doigts d'émetteur présentent eux une limite de stabilité proche de celle des transistors à 1 doigt, tout en gardant des performances fréquentielles satisfaisantes.

c) Evolution technologique :

Comme nous l'avons déjà souligné (cf I.2.3) nos travaux font suite à une première réalisation de T.B.H. GaAs/GaAlAs de puissance [4]. Les principales évolutions que nous avons apportées à la structure sont :

- l'épithaxie des couches sur un substrat semi-isolant et non sur un substrat GaAs N⁺,
- la prise de contact collecteur face supérieure,
- la diminution des dimensions d'un facteur 2 (doigt d'émetteur de 10x200 μm² contre 20x200 μm²),
- la prise de contact d'émetteur le long du doigt à l'aide de ponts à air.

Les clichés de la figure IV.17 permettent de comparer les deux technologies.

Afin d'apprécier l'influence des modifications apportées et l'optimisation de notre processus de fabrication nous allons comparer quelques résultats obtenus avec les deux structures.

Les résistances d'émetteur et de collecteur mesurées sur les anciens transistors ont été évaluées à $R_E = 3.5 \Omega$ et $R_C = 0.3 \Omega$. Si on extrapolait ces valeurs aux nouveaux dispositifs en ne tenant compte que des facteurs géométriques, on devrait mesurer des valeurs de résistances de $R_E = 7 \Omega$ et $R_C = 1.2 \Omega$ (augmentation des dimensions d'un facteur 2 pour l'émetteur et d'un facteur 4 pour le collecteur). Or les diverses caractérisations effectuées notamment sur les échantillons QED 1, QED 2 et 1053-1, indiquent des valeurs de R_E de l'ordre de 1 Ω et de R_C légèrement supérieures à 1 Ω.

Le facteur 7 sur R_E entre la valeur extrapolée à partir des anciens dispositifs et la valeur obtenue sur les nouveaux composants montre clairement l'optimisation effectuée quant à la qualité du contact ohmique d'émetteur.

Pour R_C , bien que la nouvelle structure fasse intervenir une résistance parasite supplémentaire R_{CC} relative à la zone latérale de collecteur, les valeurs extrapolées et mesurées sont similaires. Nous pouvons donc là aussi conclure à l'optimisation de la prise de contact de collecteur.

Les caractéristiques dynamiques confirment cette analyse. Les valeurs optimales mesurées sur les anciens composants donnent $f_T = 1.5 \text{ GHz}$ et $f_{\max} = 0.9 \text{ GHz}$ alors que nous

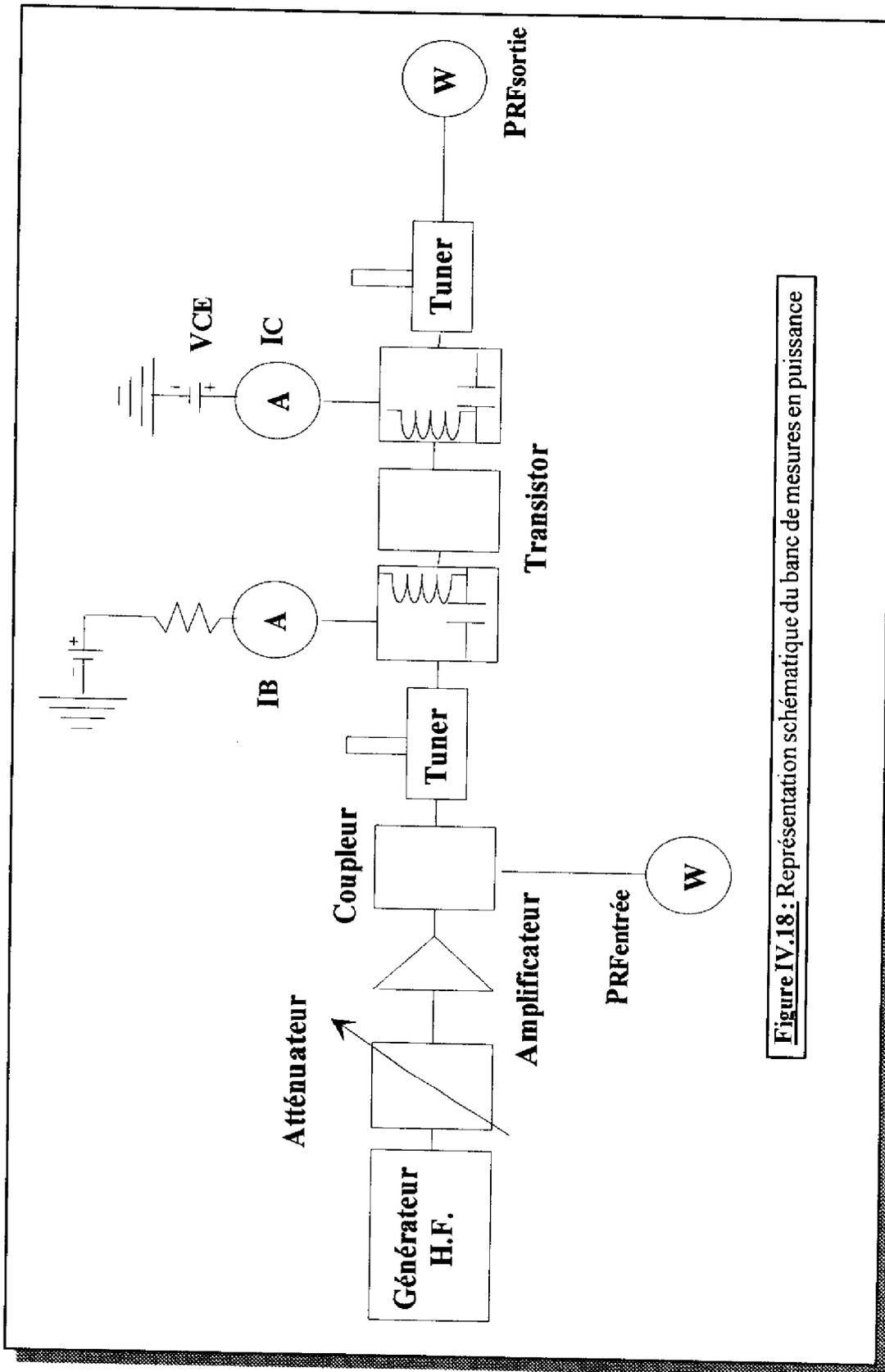


Figure IV.18 : Représentation schématique du banc de mesures en puissance

avons obtenu $f_T = 20$ GHz et $f_{max} = 13$ GHz pour les nouvelles structures. Ce gain d'un facteur 13 sur les performances dynamiques ne peut s'expliquer par la seule influence des facteurs géométriques. En effet on trouve là une vérification expérimentale du rôle primordial des résistances séries, surtout celle d'émetteur, sur les performances dynamiques des T.B.H. GaAs/GaAlAs (cf I.2.2.3).

IV.3 PERFORMANCES EN PUISSANCE

La détermination des performances dans l'application de l'amplification de puissance à une fréquence proche de 2 GHz est l'ultime étape de nos caractérisations. Ce travail a été mené dans notre équipe par L. Andrieux [5]. Aussi nous ne présenterons que les meilleurs résultats obtenus sur nos structures.

IV.3.1 Banc de mesures

Nous avons utilisé un banc de mesures classique qui permet de relever la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée $P_s(P_e)$ et déterminer ainsi le rendement en puissance ajoutée (R.P.A.). Ses principales caractéristiques sont :

- une impédance caractéristique de 50Ω ,
- des gammes de 100 MHz-2GHz ou 2GHz-4GHz définies par les générateurs de fréquence,
- une adaptation d'impédance en entrée et en sortie du transistor au moyen de tuners mécaniques, présentant des pertes maximales d'insertion de 0.5 dB,
- des tés de polarisation couvrant la gamme 100 MHz-6GHz.

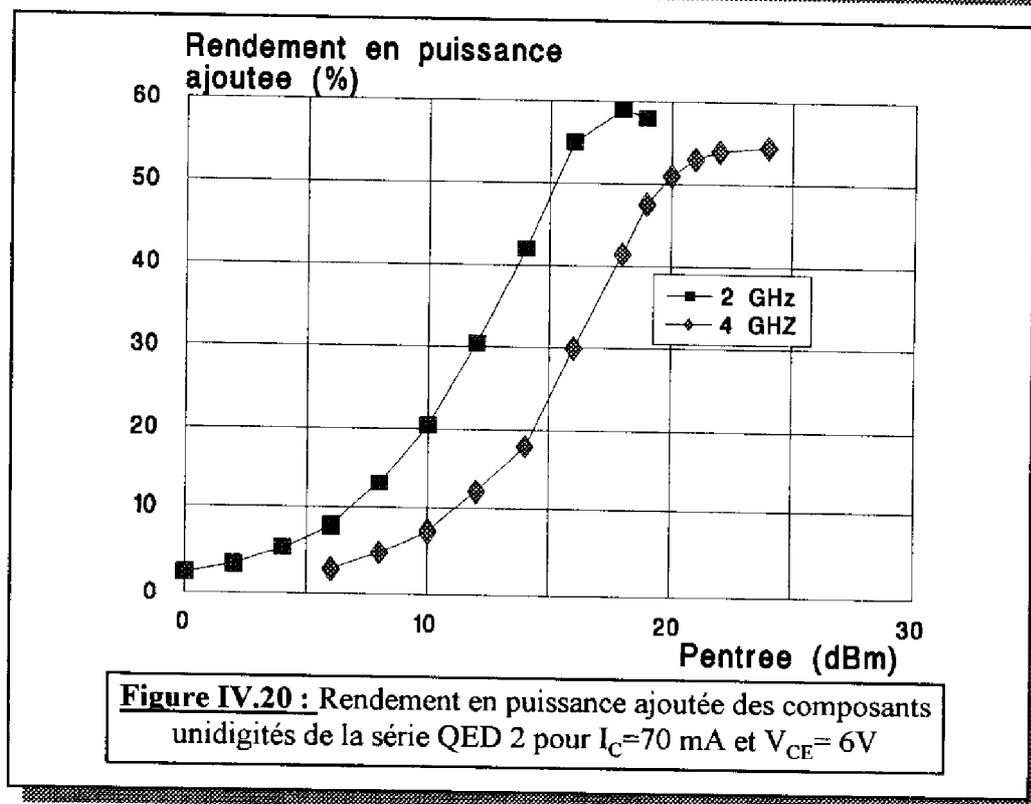
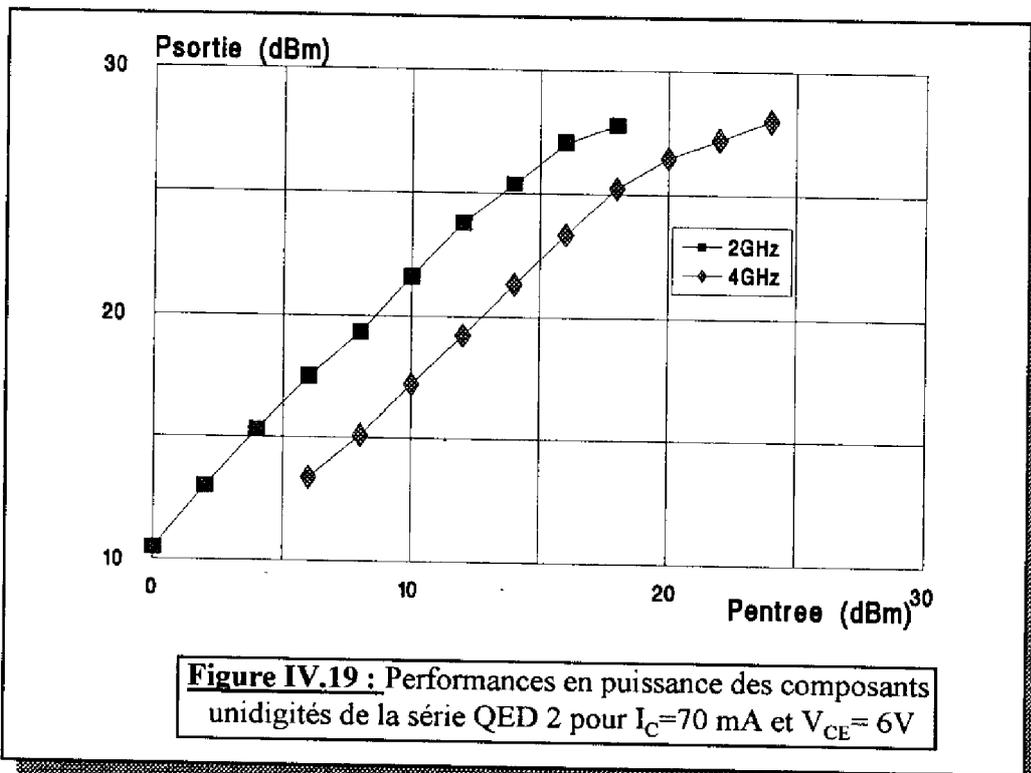
La figure IV.18 donne une représentation schématique de ce banc.

Les composants sont montés sur les semelles hyperfréquences (cf III.5.2). Après la microsoudure ces semelles sont fixées dans un boîtier où les contacts de base et de collecteur sont pris à l'aide de connecteurs S.M.A. Le contact d'émetteur mis à la masse (montage émetteur commun) s'effectue par le boîtier.

IV.3.2 Structures unidigitées

Les figures IV.19 et IV.20 présentent les résultats des mesures effectuées sur un composant de la série QED 2 pour le point de polarisation $I_C=70$ mA, $V_{CE}=6$ V.

Pour des fréquences de mesure de 2 et 4 GHz la puissance de sortie maximale est dans les deux cas de 650 mW et le rendement en puissance ajoutée varie entre 55 et 60%. Une mesure récente effectuée sur la série QED 4 nous a permis d'atteindre une puissance de sortie



maximale de 800 mW à 1 GHz avec un rendement de 42%. Il est apparu que la principale limitation des performances est d'origine thermique, la recherche de l'optimum en puissance de sortie nous ayant conduit à des polarisations telles que l'échauffement du composant entraînait sa destruction. L'entrée en oscillation de certains composants pour les fortes polarisations a aussi limité nos caractérisations.

IV.3.3 Transistors à quatre doigts d'émetteur

Du fait de leur plus grande taille nous attendions des composants interdigités une augmentation des performances en puissance. La figure IV.21 indique les résultats obtenus pour un transistor à 4 doigts d'émetteur de la série QED 2. A 2GHz la puissance de sortie de 650 mW pour $I_C=150$ mA et $V_{CE}=6$ V est identique à celle mesurée pour un transistor à 1 doigt d'émetteur. Le rendement en puissance ajoutée a, quant à lui, chuté à 30%. Ceci confirme la limitation des performances sur les structures interdigitées (cf IV.2.2) dûe à l'importance du couplage thermique entre des doigts trop rapprochés.

En ce qui concerne les transistors à 16 et 32 doigts d'émetteur, leur impédance d'entrée étant faible du fait de leurs grandes dimensions (inférieure à 1Ω pour un 16 doigts), l'adaptation s'avère plus délicate [5] puisqu'elle exige la mise en oeuvre de transformateurs d'impédance. Cette étape n'a pas été abordée et pour cette raison nous n'avons pu obtenir de performances en puissance sur ces dispositifs.

IV.4 PERSPECTIVES

Les meilleures performances dynamiques ont été obtenues pour la série QED et font état d'une fréquence de transition f_T de 20 GHz et d'une fréquence maximale d'oscillation f_{max} de 13 GHz. Compte tenu de la topologie actuelle des composants et de la technologie utilisée, nous avons atteint les limites du dispositif (cf IV.2.3.a).

L'amélioration des performances dynamiques et en puissance passe donc par la mise en place d'une nouvelle filière technologique. Nous allons présenter les quelques perspectives envisageables pour ce faire.

IV.4.1 Conception de nouveaux dispositifs

L'analyse des résultats a montré qu'il était nécessaire, pour la conception et la réalisation de composants hyperfréquences de puissance, de coupler les aspects technologiques, électriques et thermiques. C'est pourquoi une optimisation de la topologie de nos composants est actuellement en cours afin de diminuer l'influence des problèmes

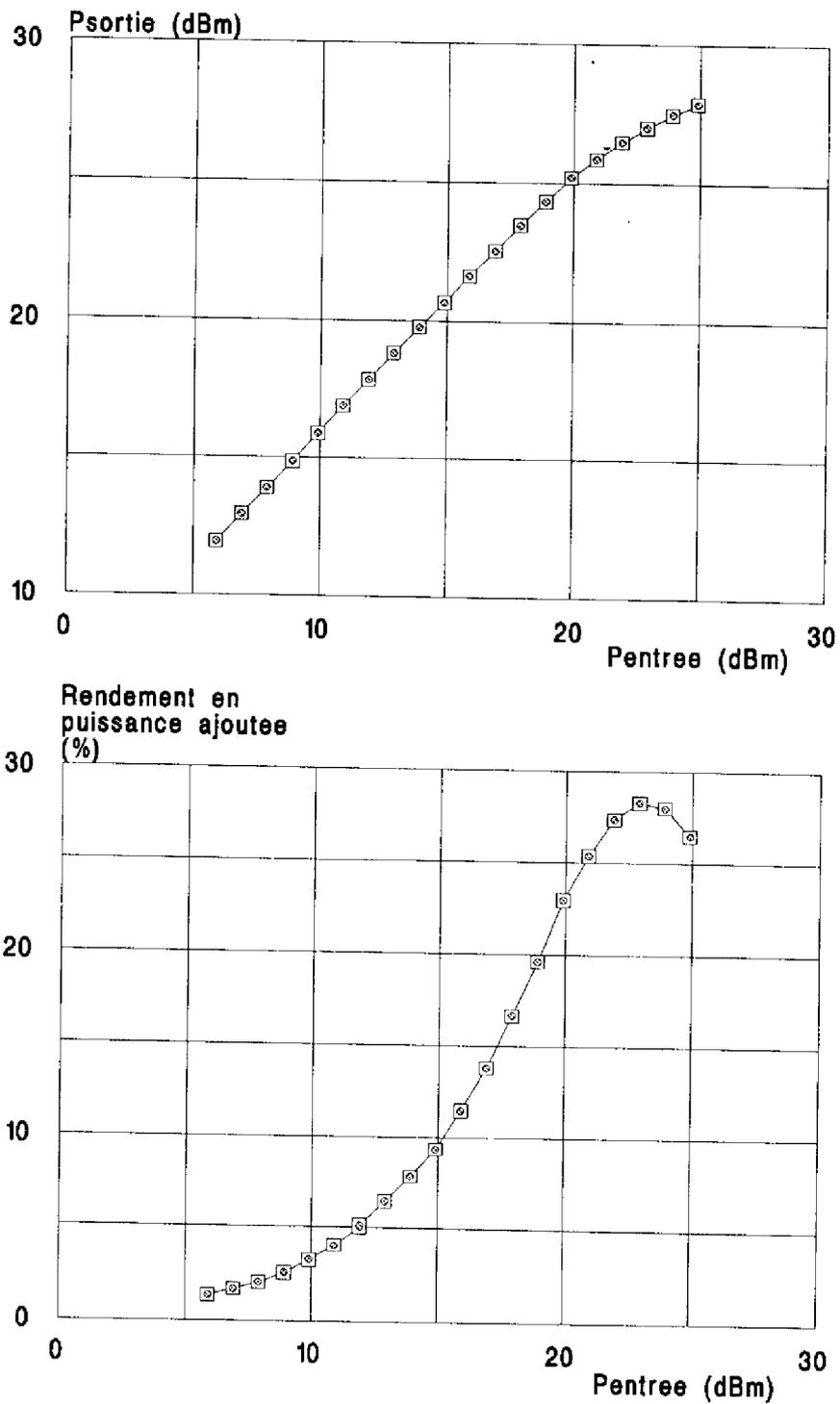


Figure IV.21 : Performances en puissance, et rendement en puissance ajoutée des composants à 4 doigts d'émetteur de la série QED 2, à 2GHz pour $I_C = 150$ mA et $V_{CE} = 6$ V

thermiques pour augmenter les densités de puissance ($P_{out} > 1$ Watt dans la gamme de fréquence étudiée autour de 2 GHz). Cette optimisation est basée essentiellement sur l'étude thermique présentée au paragraphe IV.2.2.b, et porte sur la réduction du couplage thermique dans les structures interdigitées, à partir de l'analyse de l'influence de la distance interdoigts d'émetteur. De plus la maîtrise technologique maintenant obtenue nous permet d'envisager aussi la réduction des dimensions (largeur de doigt d'émetteur $\approx 5\mu\text{m}$) afin d'améliorer les performances dynamiques de nos dispositifs.

IV.4.2 Technologie autoalignée

Les structures actuelles sont réalisées à partir de la technologie mesa classique. Une évolution possible est la mise en place d'une technologie mesa autoalignée favorisant la réduction des dimensions, et plus particulièrement la réduction de la résistance de base latérale inter-électrodes. Nous avons opté pour l'étude de l'autoalignement par sous-gravure d'émetteur.

Nous avons donc récemment épitaxié des structures T.B.H. dans lesquelles l'hétérojonction émetteur-base est abrupte (et non plus graduelle), avec un taux d'Aluminium de 40 % (au lieu de 28 % dans la structure classique), afin de bénéficier de la sélectivité de gravure entre émetteur et base par voie humide.

Des échantillons tests ont été réalisés selon le processus technologique suivant :

- métallisation d'émetteur AuGe/Ni/Au (cf III.2.3),
- gravure ionique réactive de la couche de contact GaAs et arrêt de la gravure dans le GaAlAs,
- attaque du GaAlAs d'émetteur avec un bain de H.F. pur porté à 70°C,

Une vue en coupe d'un mesa ainsi obtenu est représenté sur la figure IV.22. La sous-gravure est de 1 μm dans ce cas. Un contrôle précis du temps d'attaque dans le bain H.F. devrait permettre de réduire encore cette valeur. L'étape suivante concernera l'autoalignement du métal de base avec le métal d'émetteur.

Ces premiers essais montrent que cette technologie semble prometteuse; elle est actuellement appliquée aux dispositifs en cours de réalisation, les premiers résultats devraient être obtenus prochainement.

IV.4.3 : Lift-off épitaxial

L'élévation de la température de fonctionnement de 220°C atteinte par un transistor à 4 doigts d'émetteur (cf IV.3.4) s'explique par le couplage électrothermique et par la faible conductivité thermique du GaAs (cf I.3.3.a) Nous avons donc modélisé quelle serait la

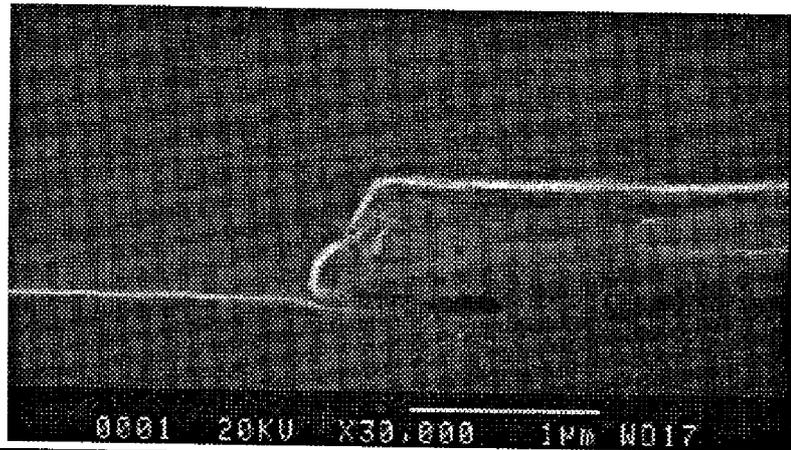


Figure IV.22 : Exemple de sous gravure du mesa d'émetteur pour l'autoalignement

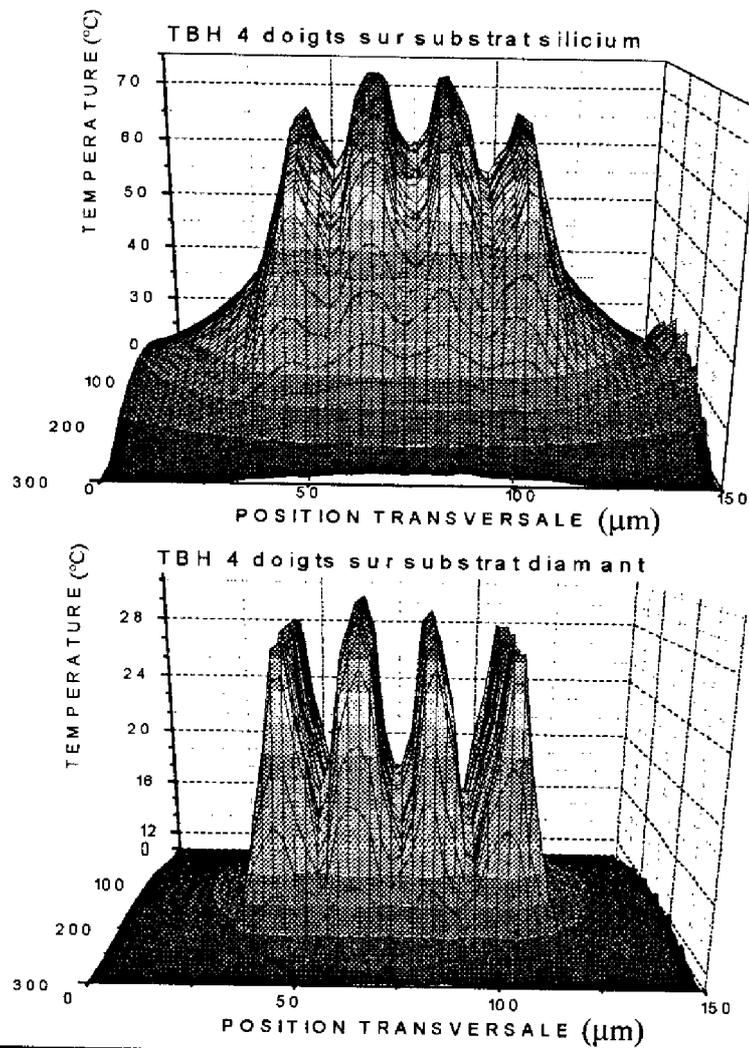


Figure IV.23 : Répartition transversale et longitudinale de la température dans un transistor à 4 doigts d'émetteur en fonction de la nature du substrat

répartition de la température dans nos transistors de puissance s'ils étaient reportés sur un substrat hôte de meilleure conductivité thermique que le GaAs.

Les résultats sont reportés sur la figure IV.23 et montrent qu'à dissipation de puissance maintenue constante et égale à 1 Watt, l'élévation de température chute à 70°C pour un substrat en Silicium, et elle est de l'ordre de 30°C pour un substrat de diamant. Nous voyons donc l'intérêt que nous avons à développer les techniques de report des couches actives par "lift-off épitaxial".

Ces techniques sont déjà à l'étude au L.A.A.S. dans le groupe "Structures III-V". Leur application sur nos dispositifs est envisagée en deux étapes : la première consiste à reporter des couches épitaxiées sur substrat hôte et à réaliser ensuite les dispositifs de manière collective; la deuxième vise le report du transistor, déjà fabriqué et isolé, sur le substrat hôte. On doit bien évidemment penser à l'intérêt de cette dernière approche pour l'hétéro-assemblage des systèmes, et plus précisément dans l'application qui nous concerne ici, l'intégration monolithique de l'amplificateur complet : l'étage de puissance bénéficie des potentialités du T.B.H. GaAs sur substrat Si offrant l'avantage d'une meilleure dissipation thermique et assurant par ailleurs toutes les fonctions de la commande.

CONCLUSION

A partir d'une caractérisation électrique précise des transistors, nous avons pu définir une méthode d'extraction des paramètres des modèles statiques et dynamiques du T.B.H. GaAs/GaAlAs. Le bon accord entre les résultats expérimentaux et les simulations ont montré la validité de notre approche.

Nous avons ainsi pu analyser, au cours de nos travaux, l'influence des paramètres technologiques sur les performances fréquentielles des transistors bipolaires de puissance. Nous avons montré que l'amélioration de ces performances était liée à la maîtrise progressive de la technologie en ce qui concerne en particulier le contrôle des gravures et l'obtention de faibles résistances d'émetteur et de collecteur.

On a pu mesurer sur un transistor à un doigt d'émetteur une fréquence de transition f_T de 20 GHz et une fréquence maximale d'oscillation f_{max} de 13 GHz pour un point de polarisation $I_C=100$ mA, $V_{CE}=5$ V. Les performances en puissance font état d'une puissance de sortie atteignant 650 mW avec un rendement en puissance ajoutée de 55 %.

La limitation de nos dispositifs interdigités est liée à l'influence prépondérante des phénomènes thermiques au travers du couplage électrothermique entre les doigts.

De nouvelles structures sont à l'étude pour minimiser les effets thermiques et dépasser ainsi les limites fréquentielles actuelles.



CHAPITRE IV : REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] A. MARTY

"Etude des transistors bipolaires à hétérojonction GaAlAs/GaAs : théorie et expérience."

Thèse de Doctorat d'Etat (Sciences), n° 931, Université Paul Sabatier, Toulouse, juin 1980

[2] T.J. de LYON, J.M. WOODALL, J.A. KASH, D.T. Mc INTURFF, R.J.S. BATES, P.D. KIRCHNER, F. CARDONE

" Minority carrier lifetime and photoluminescent response of heavily carbon-doped GaAs grown with gas source molecular-beam epitaxy using halomethane doping sources."

Journal of Vacuum Science Technology B, vol 10 (2), mars-avril 1992, pp 846-849

[3] P.W. WEBB

"Thermal modeling of power gallium arsenide microwave integrated circuits."

IEEE Transactions on Electron Devices, vol 40, n°5, mai 1993

[4] T. CAMPS

"Conception et réalisation de transistors bipolaires hyperfréquence de puissance à hétérojonction GaAs/GaAlAs."

Thèse de Docteur 3° cycle, n°920, Université Paul Sabatier, Toulouse, juin 1991

[5] L. ANDRIEUX

"Caractérisation du transistor bipolaire à hétérojonction GaAlAs/GaAs en vue de son utilisation en amplification hyperfréquence de puissance."

Thèse de Docteur d'Université, Université Paul Sabatier, Toulouse, 12 juillet 1995



CONCLUSION

GENERALE

Conclusion générale.

Ce mémoire a été consacré à l'optimisation technologique du Transistor Bipolaire à Hétérojonction GaAs/GaAlAs en vue de son utilisation dans le domaine de l'amplification H.F. de puissance.

Dans la première partie, après un rappel théorique des mécanismes physiques qui régissent le fonctionnement du T.B.H., nous avons défini les critères d'optimisation pour la montée en puissance et nous avons établi les modèles électriques petit signal et fort signal du T.B.H.

La modélisation nous a permis d'étudier la sensibilité des performances dynamiques du transistor aux paramètres technologiques et plus particulièrement aux éléments parasites. Nous avons ainsi pu mettre en évidence la limitation apportée par la résistance d'émetteur qui induit une focalisation longitudinale du courant le long des doigts d'émetteur.

La stabilité thermique étant la principale limitation des T.B.H. devant fonctionner à des niveaux de puissance élevés, nous avons, au travers d'une étude bibliographique et d'une modélisation électro-thermique analysé l'influence des effets thermiques sur le comportement électrique du transistor (décroissance du gain en courant à forte polarisation, phénomène d'effondrement du courant de collecteur, ...).

L'étude préalable nous a permis de développer un avant projet de structure de puissance compatible avec les moyens technologiques mis à notre disposition au laboratoire.

Nous avons donc présenté dans le deuxième chapitre la technologie triple mesa sur substrat semi-isolant que nous avons mise en place. La particularité réside dans la prise de contact d'émetteur qui s'effectue le long des doigts à l'aide de ponts à air afin de prévenir la focalisation longitudinale du courant.

Pour évaluer les performances en puissance de cette filière nous avons conçu divers types de T.B.H. interdigités à 1, 4, 16, et 32 doigts d'émetteur, d'aire unitaire $10 \times 200 \mu\text{m}^2$. Enfin un ensemble de motifs tests (motifs T.L.M., transistors carrés de grande dimension par exemple) nous a permis de caractériser les diverses étapes technologiques en cours de fabrication.

Les travaux menés pour l'optimisation de ce processus de réalisation ont fait l'objet du troisième chapitre. Nous avons dégagé les paramètres de croissance qui permettent l'obtention de structures fiables et performantes par Epitaxie par Jets Moléculaires. Un soin tout particulier a été apporté à la prévention de la diffusion et de l'entraînement du Béryllium.

Nous avons ensuite porté notre attention sur l'optimisation des prises de contact sur les zones actives des composants dans le souci de réduire l'influence des résistances séries qui affectent les performances dynamiques du T.B.H. Nous avons ainsi dégagé les paramètres optimums du dépôt métallique d'AuGe/Ni/Au par évaporation thermique (rapport 1/3 sur les

Conclusion générale.

épaisseurs de Ni et d'AuGe) et mesuré des résistivités spécifiques de contact d'émetteur de l'ordre de $10^{-6} \Omega.cm^2$, et de $10^{-7} \Omega.cm^2$ pour le contact de collecteur.

Pour délimiter les zones actives des transistors, nous avons choisi la Gravure Ionique Réactive à base de $SiCl_4$, le contrôle de fin d'attaque s'effectuant grâce à un montage de réflectométrie laser. Nous avons mis au point cet équipement afin d'adapter les processus de gravure aux structures T.B.H. GaAs/GaAlAs : des échantillons tests ont été particulièrement épitaxiés à cet effet. La précision obtenue sur l'épaisseur gravée est de l'ordre de 5%, et la gravure résultante satisfait aux exigences d'anisotropie, d'état de surface, de reproductibilité, etc...

Afin de réaliser la prise des contacts extérieurs par la technique des ponts à air, nous avons optimisé la photo-lithographie de la résine qui sert de support au pont et qui définit sa topologie. Le pont à air est alors obtenu par métallisation de $2 \mu m$ d'or, ce qui assure le bon franchissement des mesas.

Enfin nos efforts ont porté sur la maîtrise des techniques de montage et de microsoudure des composants sur boîtiers H.F. spécifiques en vue de leur caractérisation.

Le quatrième chapitre a traité, en premier lieu, de la caractérisation statique et dynamique petit signal du T.B.H. qui nous a conduit à l'extraction des éléments du modèle électrique et à sa validation.

L'analyse des performances nous a ensuite permis de corrélérer l'amélioration des performances observée avec l'optimisation de notre processus technologique. Les meilleures performances atteintes sur un transistor à un doigt d'émetteur font état d'une fréquence de transition $f_T = 20$ GHz, d'une fréquence maximale d'oscillation $f_{max} = 13$ GHz, et d'une puissance dissipée de 650 mW à 2 GHz pour un rendement en puissance ajoutée de 60% : elles s'avèrent optimales compte tenu de la topologie des transistors et de la technologie utilisée.

Il est apparu en particulier pour les structures interdigitées que les puissances de sortie mesurées ne dépassent guère celles obtenues sur les transistors à un doigt d'émetteur, contrairement aux prévisions, les performances étant grevées par les phénomènes thermiques.

L'auto-échauffement du T.B.H. est la principale limitation aux performances en puissance de sortie. Nous avons donc envisagé la conception de nouveaux transistors de puissance basée sur la réduction des dimensions, pour augmenter les performances fréquentielles, et sur l'augmentation de la distance inter-cellules élémentaires dans les T.B.H. interdigités, pour réduire le couplage électro-thermique.

L'AsGa ne présentant pas une bonne conductivité thermique, le report des couches actives du T.B.H. sur un substrat présentant des propriétés thermiques plus avantageuses (le Silicium ou le Diamant par exemple) favoriserait l'obtention de puissances de sortie supérieures au Watt. Une simulation thermique a montré, en effet, que pour un transistor à 4 doigts, la

Conclusion générale.

température de fonctionnement pour une puissance d'entrée de 1W chuterait de 240°C pour l'AsGa à 50 °C pour le diamant. La technique utilisée pour ce faire, le lift-off épitaxial, est en développement au laboratoire et devrait être appliquée prochainement au T.B.H. de puissance.

AUTEUR : HUGUES GRANIER

OPTIMISATION TECHNOLOGIQUE DES TRANSISTORS BIPOLAIRES
HYPERFREQUENCE DE PUISSANCE A HETEROJONCTION GaAs / GaAlAs

Résumé : Le Transistor Bipolaire à Hétérojonction GaAs/GaAlAs (T.B.H.) présente de fortes potentialités pour l'amplification hyperfréquence de puissance. Le mémoire constitue une contribution à l'optimisation d'un processus technologique de fabrication de ce transistor pour ce domaine d'application.

Dans la première partie, une étude théorique du comportement électrique du T.B.H. nous a permis d'établir un modèle électrique en régime statique et dynamique petit signal. à partir de ce modèle, nous avons étudié les phénomènes limitatifs des performances, en insistant sur la focalisation longitudinale du courant le long de l'émetteur et sur les phénomènes thermiques. Dans la seconde partie, nous dressons un avant projet de structure de puissance à partir de l'état de l'art publié dans la littérature et des moyens technologiques à notre disposition. Le troisième chapitre décrit de façon détaillée les travaux menés pour la mise en oeuvre et l'optimisation de chacune des étapes technologiques nécessaires à la réalisation de T.B.H. de puissance : épitaxie des couches, réalisation des contacts, gravure ionique réactive des mesas, prise des contacts par des ponts à air. Dans la dernière partie, une caractérisation électrique précise tant en régime statique que dynamique nous a permis d'extraire les paramètres du modèle électrique du T.B.H.

Les performances fréquentielles atteintes par un transistor à un doigt d'émetteur de $10 \times 200 \mu\text{m}^2$ sont une fréquence de transition de 20 GHz et une fréquence maximale d'oscillation de 13 GHz. A 2 et 4 GHz, nous avons relevé une puissance dissipée en sortie de 650 mW avec un rendement en puissance ajoutée de 60%

Mots clés : Arséniure de gallium, amplification de puissance, caractérisations statique et dynamique, transistor bipolaire à hétérojonction, modélisation électrique, gravure ionique réactive, épitaxie par jets moléculaires, contact ohmique

TECHNOLOGICAL OPTIMISATION OF GaAs / GaAlAs HETEROJUNCTION BIPOLAR
TRANSISTORS FOR POWER AMPLIFICATION

Abstract : GaAlAs / GaAs Heterojunction Bipolar Transistor (H.B.T.) have number of advantages for high-speed and power amplification applications over other transistors. This work is a contribution to the optimisation of a fabrication process in this field of application .

First, based on the theoretical study of electrical properties of H.B.T.s, we propose an electrical model, suited for static and dynamic regimes. This model permits us to highlight phenomenons such as emitter excess resistance, and thermal limitations. In the second part, the knowledge of the state of the art published in reviews, and of the technological capabilities of the laboratory guide us to conceive our power structures. The third part details, in a very precise way, the differents works for the realisation and optimisation of every step of the power H.B.T.'s fabrication process : Molecular Beam Epitaxy, ohmic contacts on N and P semiconductor, Reactive Ion Etching of the mesas, air bridged external contacts. In the last part, a static and dynamic characterization allowed us to extract the parameters of our electrical model of H.B.T.s.

The best dynamic performances for a one $10 \times 200 \mu\text{m}^2$ emitter finger transistor are a 20 GHz transition frequency, and a 13 GHz maximum oscillation frequency. the dissipated power, at 2 and 4 GHz, is 650 mW for a nearly 60% Power Added Efficiency.

Key words : Gallium arsenide, power amplification, static and dynamic characterizations, Heterojunction Bipolar Transistor, electrical modelisation, Reactive Ion Etching, Molecular Beam Epitaxy, ohmic contact.